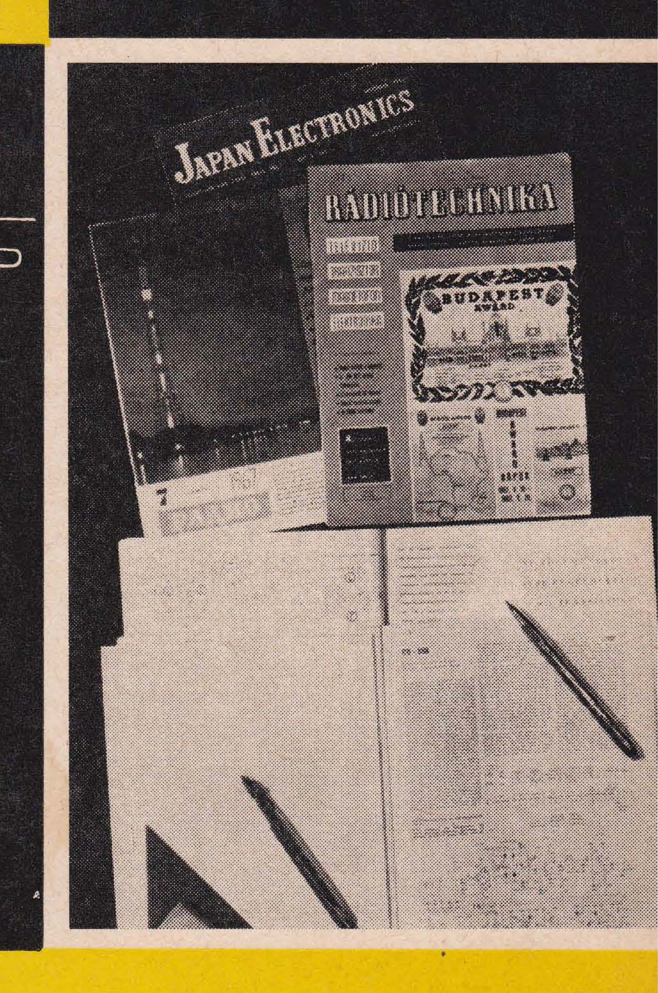
78

DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR



Klaus K. Streng

Halbleiterschaltungen aus der Literatur

Der praktische Funkamateur · Band 78

Halbleiterschaltungen aus der Literatur

KLAUS K. STRENG

Halbleiterschaltungen aus der Literatur



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Redaktionsschluß: 20. April 1968

Inhaltsverzeichnis

Vorwort

Die Elektronik von heute bestimmt die gesamte Technik von morgen und unser Leben. Blicken wir uns um: Unsere Betriebe führen die elektronische Datenverarbeitung (EDV) ein. Elektronische Regelgeräte finden wir schon seit Jahren an den verschiedensten Stellen der Produktion. Man spricht von Elektronik im Kraftfahrzeug, im Verkehrswesen, in der Verwaltung. Kaum ein Mensch weiß heute noch, wie unauffällig der Siegeszug der Elektronik vor vielen Jahren begann, damals, als es noch keine Transistoren gab.
Transistoren sind neben anderen Bauelementen die entscheidenden Bestandteile jeder elektronischen Schaltung. Und nicht nur die Industrie entwickelt, alles wird von Amateuren nachentwickelt und nachgebaut: Belichtungsautomaten, Verstärker, Rundfunkempfänger, Transistorzündanlagen für Otto-Motoren usw. Viele Schaltungen wurden in unserer Fachpresse bzw. in Fachbüchern veröffentlich. Auch Schaltungen aus ausländischen und westdeutschen Veröffentlichungen interessieren, aber sie enthalten andere Transistoren und Dioden, als sie in unserem Inlandshandel erhältlich sind.
Für den erfahrenen Amateur ist das meist kein Problem, wohl aber für die vielen Anfänger. Diese Broschüre zeigt, wie solche Schaltungen verwirklicht werden.
Viele in der internationalen Fachliteratur veröffentlichten Schaltungen mit Transistoren können, nach geringfügigen Änderungen in bezug auf die Daten unserer Bauelemente, aufgebaut werden. Der Schwierigkeitsgrad der hier gezeigten Schaltungen wurde absichtlich unterschiedlich gewählt, um möglichst vielen Lesern gerecht zu werden. Man prüfe deshalb *vor* dem Aufbau, ob man der gewählten Aufgabe gewachsen ist. Oft fehlten in der Originalveröffentlichung einige Angaben. Sie konnten vom Verfasser dieser Broschüre meist nicht nachgetragen werden, da er sie auch nicht kennt. Dem Amateur steht ein umfangreiches Angebot an Bauelementen

zur Verfügung, mit dem er viele Schaltungen seinen Forderungen entsprechend variieren kann. Diese Schaltungen sollen Anregungen für neue Ideen geben, damit wir bei der Durchführung der technischen Revolution im Militärwesen und in unserer sozialistischen Volkswirtschaft schneller vorankommen.

Berlin, im Frühjahr 1968 *Klaus K. Streng*

1. Austauschmöglichkeiten eines Halbleiterbauelementes

1.1. Arten der Halbleiterbauelemente

Viele Schaltungen, die westdeutsche oder ausländische Fachzeitschriften vorstellen, enthalten für den Leser unbekannte Halbleiterbauelemente. Er stellt sich sofort die Frage: „Kann ich ein ähnliches Bauelement verwenden, das ich in unserem Handel bekomme?“ Dazu muß man zunächst wissen, um welche Art Bauelement es sich handelt. Diese Kenntnis kann aus 2 verschiedenen Quellen gewonnen werden:
Zunächst gibt oft schon die Bezeichnung des Bauelementes Auskunft über seine Art (siehe auch Band 61 dieser Broschürenreihe *Ausländische Röhren und Halbleiterbauelemente*, Teil I).
Zum anderen geht aus dem Zeichnungssymbol meist die Art des Bauelementes hervor. Deshalb nochmals die Erklärung dieser Zeichnungssymbole. Das ist notwendig, weil z. B. für einige Arten von Dioden außerhalb der Staaten des Rates

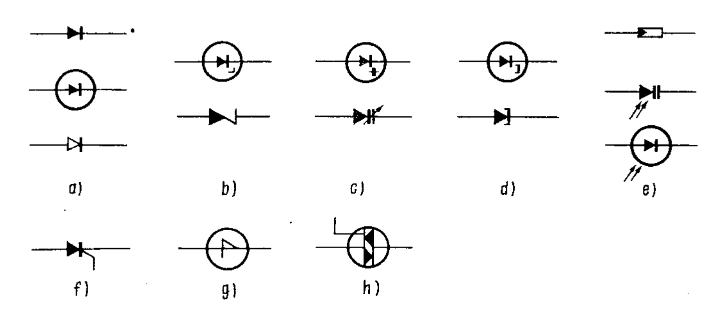


Bild 1.1 Schaltungszeichen für Halbleiterdioden;
a — Dioden und Gleichrichter, allgemein, b — Zenerdiode, c — Kapazitätsdiode, d — Tunneldiode (Esakidiode), e — Fotodiode, f — Thyristor, g — Vierschichtdiode, h — Triac

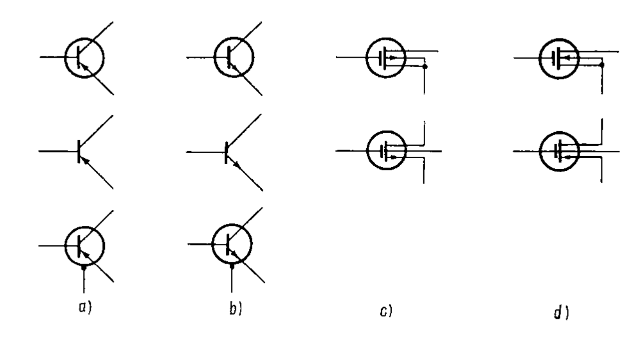


Bild 1.2 Schaltungszeichen für Transistoren;
a — pnp-Sperrschichttransistor, b — npn-Sperrschichttransistor, c — n-Kanal-Feldeffekttransistor,
d — p-Kanal-Feldeffekttransistor

für Gegenseitige Wirtschaftshilfe (*RGW*) andere Schaltzeichen Verwendung finden als bei uns.
Die Dioden sind in Bild 1.1 zu sehen. Neben der Gleichrichter- oder Demodulationsdiode (gleiches Symbol hat auch die Mischdiode und der Halbleitergleichrichter) gibt es die Kapazitätsdiode, die Zenerdiode, die Fotodiode und die Tunneldiode, um nur die wichtigsten zu nennen. Auch die Vierschichtdiode gehört hierher, obwohl sie in der DDR nicht gefertigt wird.
Transistoren (siehe Bild 1.2) gibt es als pnp- oder npn-Typ, die sich leicht durch ihr Zeichnungssymbol unterscheiden lassen.

In diesem Falle gilt für den Austausch folgendes:

— Den npn-Transistor-Typ gibt es noch wenig aus der Fertigung des VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder). Die Originalbauelemente sind meist Siliziumtransistoren. Wie kann man derartige Transistoren fremder Herkunft durch einheimische ersetzen?

Die Hochfrequenz-Siliziumtransistoren des VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) sind ausnahmslos npn-Transistoren.
Es gibt vom VEB HWF: *SF* 121 ··· *123*, *SF 130* und *SF 131*.

Der Amateur in der DDR kann gelegentlich sowjetische Transistoren erhalten. Dabei stehen folgende npn-Transistoren zur Verfügung:

П 8 · · · 11 (Germaniumtransistoren), *МП 10 · · · 11* (Ge-Typ), *1 T 303* (Ge-Typ), *МП 101 · · · 103, П 101 · · · 103, 2 T 301, П 501 · · · 505, П 702, KT 312* und *KT 601* (Si). Auch in der ČSSR werden npn-Transistoren hergestellt. Es handelt sich um *101 NU 70 · · · 107 NU 70, 152 · · · 156 NU 70* und *101 NU 71 · · · 104 NU 71* (Ge), *KF 504, KU 605* usw. (Si). Diese Liste wird im Zuge der Entwicklung der Halbleitertechnik ständig erweitert. Der Elektronikamateur tut gut daran, sich an Hand von Fachzeitschriften zu unterrichten, welche neuen Transistoren es allgemein gibt.

Neben diesen Austauschmöglichkeiten gibt es oft auch den Weg der Umstellung der Schaltung auf pnp-Transistoren. Diese Umstellung hat nicht unbedingt eine Verschlechterung zur Folge. Es gibt prinzipiell keine Schaltung, die sich nicht genausogut mit pnp- wie mit npn-Transistoren realisieren ließe. Bei einer derartigen Umstellung ist auf folgende Punkte zu achten:

— Es müssen möglichst *alle* Transistoren der betreffenden Schaltung gegen solche mit anderer Schichtfolge umgetauscht werden, d. h., entweder sind alle Stufen mit pnp- oder alle Stufen mit npn-Transistoren aufzubauen.
— Die Stromquellen und die gepolten Bauelemente sind umzupolen: Dioden, Elektrolytkondensatoren, Meßinstrumente usw.

Neben der Schichtfolge pnp oder npn unterscheiden sich die Transistoren durch ihr Halbleitermaterial: Germanium oder Silizium. Sie sind nicht gleichwertig. Siliziumtransistoren haben geringere Restströme und arbeiten bei höheren Umgebungstemperaturen als Germaniumtransistoren. Deshalb ist der Ersatz von Silizium- durch Germaniumtransistoren in Amateurschaltungen nur in den Fällen möglich, in denen die erwähnten Eigenschaften keine Rolle spielen.
Schließlich soll noch auf eine neuentwickelte Gruppe von Halbleiterbauelementen hingewiesen werden, die Feldeffekt-

transistoren (FETs). Zur Zeit sind derartige Transistoren aus der Fertigung der sozialistischen Länder noch wenig bekannt. Ihre Schaltungen werden im Rahmen dieser Broschüre nicht gezeigt. Da kaum damit zu rechnen ist, daß der eine oder andere Leser eine private Importmöglichkeit für diese Bauelemente hat. Sie sind zudem teuer, und zur Zeit (1967) gibt es nur wenige praktische Anwendungsmöglichkeiten für sie. Da ihnen eine recht gute Perspektive vorausgesagt wird, sollten wir ihre Entwicklung beobachten.

1.2. Die wichtigsten Kenndaten der Halbleiterbauelemente

Es besteht kaum die Möglichkeit, daß 2 Halbleiterbauelemente verschiedener Arten und Herkunft in *allen* Daten übereinstimmen. Es wäre falsch, wollte man daraus eine Aussage über die absolute Qualität der betreffenden Bauelemente ableiten. Zum Glück besteht die Notwendigkeit absoluter Übereinstimmung der Daten beider Halbleiterbauelemente für eine bestimmte Schaltung nie. Ein Beispiel zeigt das: Ein Leistungstransistor dient in einem elektronisch geregelten Netzteil als Regelglied (Schaltung in Bild 1.3). Der Netzteil muß an das nachfolgende Gerät (den Verbraucher) einen Strom von maximal 2 A abgeben können. Es ist mit dem sowjetischen Transistor *П 4 А* bestückt. Durch welchen HWF-Transistor läßt sich dieser Typ in der gezeigten Schaltung ersetzen?

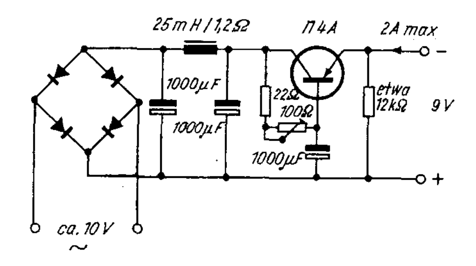


Bild 1.3 Geregelter Netzteil (s. Text)

Falsch wäre es, ausschließlich von den Grenzdaten des *П 4 А* auszugehen. Dieser läßt einen maximalen Kollektorstrom von 5 A zu — in der gezeigten Schaltung tritt aber lediglich ein maximaler Strom von 2 A auf! Ebenso wird auch die maximale zulässige Spannung U_{KB} (Spannung zwischen Kollektor und Basis) in der Schaltung nach Bild 1.3 nicht ausgenutzt. Sie beträgt 60 V für den Transistor *П 4 А*. In der Schaltung treten jedoch bei Kurzschluß der Ausgangsklemmen maximal etwa $10\,V \cdot \sqrt{2} = 14{,}1\,V$ am Transistor auf. Restströme und Grenzfrequenz des Regeltransistors spielen ebenso eine vernachlässigbar geringe Rolle. Man kommt deshalb zu nachstehender Aussage:

Gesucht wird ein pnp-Leistungstransistor, dessen $U_{CB} \geqq -14{,}1\,V$ und dessen $I_C \geqq -2\,A$ sein muß. Die Kennlinien dieses Transistors sind in weiten Grenzen unkritisch, da die Basisspannung durch ein Potentiometer in der Schaltung eingestellt werden kann. Allenfalls hat eine zu geringe Stromverstärkung des Transistors einen zu geringen Regelfaktor des Netzgerätes zur Folge. In dieser Hinsicht wurden jedoch keine Forderungen gestellt.
Ein Blick in einen Katalog der Transistoren vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) (Ausgabe 1966) zeigt, daß bereits der Typ *GD 150* in Frage kommt. Auch *GD 160* · · · *GD 180* können verwendet werden.

Der Neuling unter den Amateuren kann oft nicht die Daten einschätzen, auf die es beim Ersatz in einer bestimmten Schaltung ankommt. Deshalb werden in den folgenden Kapiteln zu den gezeigten Schaltungen stets einige Auswahlmöglichkeiten der Halbleiterbauelemente durch einheimische Erzeugnisse empfohlen. Diese Empfehlungen sind allerdings keine Garantie, daß mit ihnen die beschriebene Schaltung unter allen Umständen genauso funktioniert wie das Original. (Auf einige Einschränkungen wird bei den Schaltungen jeweils hingewiesen.) Außerdem bedeuten diese Empfehlungen nicht, daß sie die *einzige* Möglichkeit darstellen, die Schaltung mit unseren Halbleiterbauelementen zu bestücken. Diese Broschüre kann nur das aufführen, was zum Zeitpunkt der

Abfassung des Manuskriptes bekannt war. Da sich unsere Halbleiterindustrie ständig weiterentwickelt, können wir im Zuge der Zeit mit günstigeren Austauschmöglichkeiten für fremde Halbleiterbauelemete rechnen.
Ein weiterer Punkt: Diese Broschüre beschäftigt sich mit der *Technik* der Halbleiterbauelemente, nicht aber mit deren Bezugsquellen oder Preisen. Die Daten der ausländischen (und westdeutschen) Transistoren findet der Leser u. a. in den Broschüren *Ausländische Röhren und Halbleiterbauelemente* der Reihe *Der praktische Funkamateur*, besonders in *Teil II* (Band 72).

1.3. Unterschiede in den Transistorkennlinien

Das Verhalten jedes Transistors läßt sich durch seine Kennlinien beschreiben. Von ihnen ist die wichtigste die U_{CE}-I_C-Kennlinie. Die für verschiedene Basisströme gültigen Kennlinien eines Transistortyps werden im gemeinsamen Kennlinienfeld zusammengefaßt.
Bei dem Austausch eines Transistors durch einen völlig anders gearteten Typ erhebt sich die Frage, ob die Kennlinienfelder auch nur näherungsweise übereinstimmen. Um es gleich zu sagen, sie stimmen fast nie überein; jedoch bleibt diese Tatsache in den meisten Fällen ohne Bedeutung:
Bei Anfangsstufentransistoren kommt es lediglich darauf an, daß sich der Arbeitspunkt im linearen Teil der U_C-I_C-Kennlinie befindet. In RC-gekoppelten Stufen ist diese Voraussetzung beim Ersatz des Transistors erfüllt. Bei Transistoren mit induktivem Außenwiderstand (z. B. ZF-Verstärkerstufen) genügt eine Kontrolle des Kollektorstromes. Er muß etwa 2 bis 3 mA betragen. Sollten bei RC-gekoppelten Stufen starke nichtlineare Verzerrungen auftreten (sie sind im angeschlossenen Kopfhörer oder Lautsprecher bei Empfang eines Rundfunksenders deutlich hörbar), bzw. weicht der Kollektorstrom von Anfangsstufen mit induktivem Außenwiderstand oder mit einem Schwingkreis als Außenwiderstand stark ab (über 2 bis 3 mA), so muß der Basisspannungsteiler bzw. der Basisvorwiderstand geändert werden. Die Kontrolle, wie sich

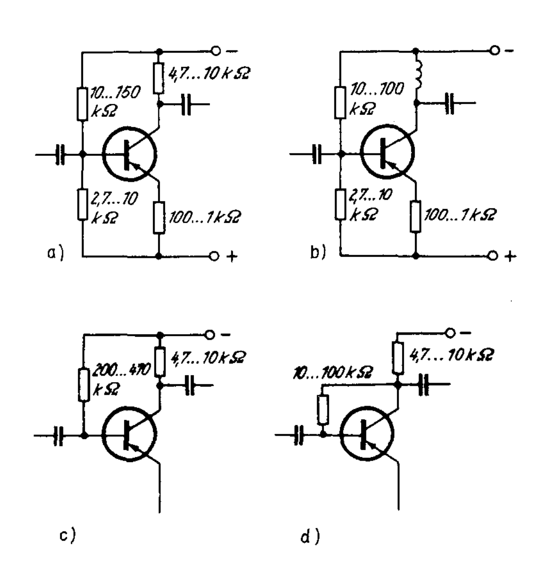


Bild 1.4 Größenordnung der Widerstände in der RC-Emitterstufe (s. Text)

diese Änderung auf den Arbeitspunkt des Transistors auswirkt, liefert wieder das Abhören oder die Kollektorstrommessung.
Im diesem Zusammenhang werden auch die Richtwerte der Emitter- und Basiswiderstände in üblichen Transistoranfangsstufen angegeben.
In Bild 1.4 a ist eine RC-gekoppelte Anfangsverstärkerstufe mit Basisspannungsteiler zu sehen. Die Richtwerte der Widerstände sind angegeben. Der Wert des Emitterkondensators und die Werte der Koppelkondensatoren stellen abhängige Veränderliche von der unteren Übertragungsfrequenz dar, für die man die betreffende Stufe dimensioniert. Bild 1.4 b zeigt die Schaltung einer Stufe mit induktivem Außenwiderstand und Basisspannungsteiler. Bild 1.4 c erläutert die Schaltung einer RC-gekoppelten Anfangsverstärkerstufe mit Basisvorspannungserzeugung durch Vorwiderstand zum Mi-

nuspol der Speisespannung. Aus Bild 1.4 d ist ersichtlich, wie die gleiche Wirkung durch Einbau des Widerstandes zwischen Basis und Kollektor erreicht werden kann.
Die Angaben in Bild 1.4 stammen aus der sowjetischen Amateurzeitschrift РАДИО (Radio) [1]. Sie gelten für eine Batteriespannung von etwa 9 V. Es muß nochmals betont werden, daß sie nur Richtwerte darstellen. Die exakte Dimensionierung einer Stufe nach diesen Angaben, die auch jeweils einen großen Spielraum haben, wäre ebenso verfehlt wie der Schluß, daß eine Stufe mit anderen Widerstandswerten deshalb unter allen Umständen fehldimensioniert sei! Zur schnellen Überprüfung einer Transistorstufe mit unbekannten Bauelementen können die Angaben in Bild 1.4 nützlich sein.

1.4. Überschlägige Berechnung einer Transistorstufe

Beim Austausch eines Transistors durch einen ähnlichen Typ aus der Produktion des VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) ist es oft wünschenswert, daß man sich schnell einen Überblick von der *etwaigen* Verstärkung der betreffenden Stufe verschaffen kann. Exakte Berechnungen sind dabei weder sinnvoll noch notwendig, außerdem stimmen sie in den seltensten Fällen. Um sie fehlerfrei auszuführen, müssen alle Parameter des verwendeten Transistors im Arbeitspunkt exakt bekannt sein, was nur selten möglich ist.
In der Literatur [2] findet man folgende empirische Faustformeln, deren Ergebnisse eine für die Praxis ausreichende Genauigkeit haben:

$$\text{Spannungsverstärkung } V_u \approx \frac{R_C}{R_E};$$

$$\text{Eingangswiderstand } R_e \approx h_{21e} \cdot R_E;$$

R_C — Arbeitswiderstand im Kollektorkreis, R_E — nicht kapazitiv überbrückter Widerstand im Emitterkreis, h_{21e} — Kurzschlußstrom-Verstärkungsfaktor (Stromverstärkung) in Emitterschaltung. Beide Gleichungen sind folglich nur für Stufen mit einem nicht kapazitiv überbrückten Emitterwiderstand

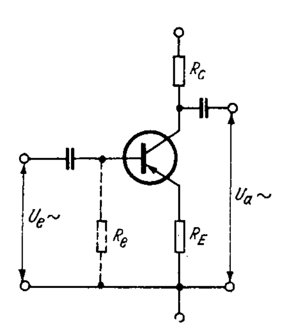


Bild 1.5
Schaltung zur überschlägigen Berechnung einer Transistorstufe (s. Text)

verwendbar. Das schränkt ihre Brauchbarkeit stark ein. Für Fälle, in denen die Voraussetzung — der nicht kapazitiv überbrückte Emitterwiderstand — zutrifft, liefern sie gute Ergebnisse. In Bild 1.5 ist die Schaltung einer solchen Stufe mit den betreffenden Widerständen zu sehen.

2. Schaltungen aus der NF-Technik

2.1. Verstärkerstufe mit kleinem Ausgangswiderstand

Ein Nachteil der üblichen Kollektorstufen bleibt der, daß sie nur eine Spannungsverstärkung von ungefähr 1 aufweisen. In der sowjetischen Fachzeitschrift РАДИО [3] wurde eine einfache Transistorschaltung veröffentlicht, die sowohl einen kleinen Ausgangswiderstand als auch eine normale Spannungsverstärkung zeigt. Sie wird in Bild 2.1 wiedergegeben.
2 Transistoren bilden diese Stufe. Die 1. Stufe arbeitet in Emitterschaltung. Ihr Außenwiderstand wird von der Serienschaltung eines ohmschen Widerstandes mit dem Transistor T2 gebildet. Der Kollektorstrom durchfließt deshalb beide Transistoren. Die Basis von T2 wurde wechselspannungsmäßig mit dem Kollektor von T1 verbunden, d. h., sie erhält die im Transistor T1 verstärkte Wechselspannung. Da T2 als Kollektorstufe wirkt, bleibt ihr Ausgangswiderstand klein.
In der Originalschaltung waren keine Werte angegeben. Diese sind auch nicht kritisch bzw. leicht aus den Kennlinienfeldern der verwendeten Transistoren abzuleiten. Zu berücksichtigen ist, daß der Spannungsabfall U_{CE} des einen Transistors der Betriebsspannung des anderen Transistors „ver-

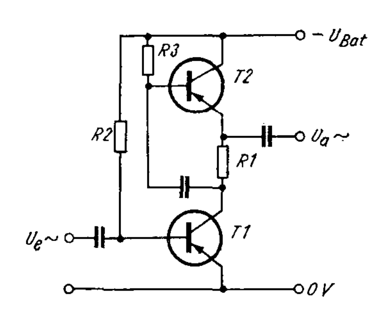


Bild 2.1
Verstärkerstufe mit kleinem Ausgangswiderstand

lorengeht“. Richtwerte für die Widerstände in der Schaltung sind (bei Verwendung von Anfangsstufentransistoren):

$$R1 = 4{,}7\,k\Omega\,,\ R2 = 270\,k\Omega\,,\ R3 = 82\,k\Omega\,.$$

Dabei beträgt der gemeinsame Kollektorstrom etwa 1,5 mA. Die Koppelkondensatoren sind an Hand der unteren Übertragungsfrequenz wie üblich zu bemessen.

2.2. Klangregelstufe

Klangregelstufen erfreuen sich seit Beginn des Rundfunks einer unveränderten Beliebtheit, obwohl sich gerade in diesem Falle der Zeitgeschmack stark veränderte.

Die in Bild 2.2 gezeigte 1stufige Klangregelschaltung nach *Valvo* [4] erlaubt eine getrennte Regelung der tiefen (±20 dB bei 40 Hz) und der hohen (±20 dB bei 20 kHz) Tonfrequenzen, bezogen auf 1000 Hz.

Der in der Originalschaltung verwendete Transistor *BC 108* ist ein Silizium-npn-Typ, er kann mit unserem *SF 123* o. ä. ausgetauscht werden. Außerdem kann er durch den *SC 100* bzw. *SC 103* oder *SC 104* ersetzt werden, wenn

— die Batteriespannung von 18 V auf etwa 10 bis 12 V herabgesetzt wird;
— die Batterie und sämtliche Elektrolytkondensatoren in der Schaltung umgepolt werden (Austauschtyp — pnp-Transistor)!

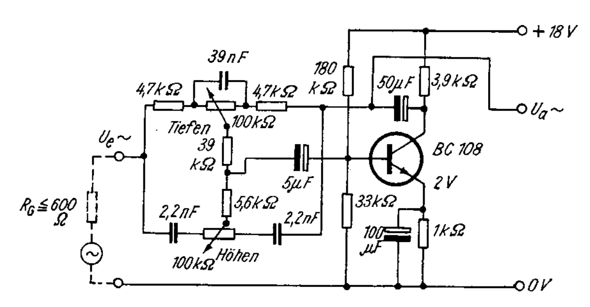


Bild 2.2 Klangregelstufe

Als einzigen Nachteil muß man den wesentlich geringeren Eingangswiderstand der HWF-Austauschtransistoren gegenüber dem *BC 108* beachten. Die ebenfalls geringere Stromverstärkung kann meist im folgenden Verstärker ausgeglichen werden.
Ein Austausch mit einem Germanium-Anfangsstufentransistor ist möglich (*GC 100, GC 101, GC 111 ··· GC 118, GC 120 ··· GC 123*). Die Widerstandswerte des Basisspannungsteilers werden so gewählt, daß ein Kollektorstrom von 2 mA fließt.

2.3. Einfacher Clipper für transistorisierte Verstärker

Clipper nennt man die in der NF-Technik oft eingesetzten *Amplitudenbegrenzer* (kommerzielle Sender, Fernsprechwesen). Bild 2.3 zeigt die äußerst einfache Schaltung eines Clippers mit 2 antiparallelgeschalteten Dioden und 1 Transistor. Bei kleinen Amplituden ist der *Durchlaßwiderstand* jeder Diode und die Verstärkung der Transistorstufe groß. Mit zunehmender Spannung an den Dioden werden ihre *Durchlaßwiderstände* kleiner, die Gegenkopplung nimmt zu und die Verstärkung ab. In der Originalschaltung liegt der maximale Ausgangspegel bei etwa 1 V (*Spitze-Spitze-Wert*).
Als Transistor kann jeder NF-Anfangsstufentyp verwendet werden, der eine möglichst große Stromverstärkung zeigt. Die Wahl der Halbleiterdioden, die beide vom gleichen Typ sein müssen, ist unkritisch. Empfohlen werden können *GA 101 ··· 104*. Ihr Kennlinienknick liegt etwas unter dem der Siliziumdioden (Originalschaltung). Baut man die Schaltung mit

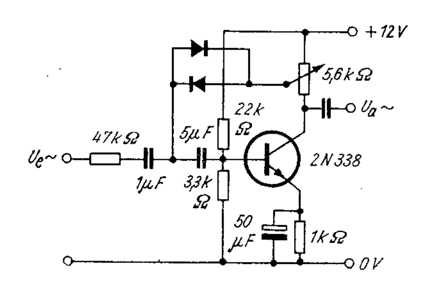


Bild 2.3
Clipperschaltung

Germaniumdioden auf, so fällt die maximale Ausgangsspannung etwas geringer aus.
Am 6-kΩ-Potentiometer wird der Begrenzungspegel eingestellt [5].

2.4. Dynamikkompressor mit amplitudenabhängiger Gegenkopplung

In *Dynamikkompressoren* mit Elektronenröhren verwendet man im allgemeinen Regelröhren, deren Gittervorspannung von der jeweiligen Amplitude des zu komprimierenden Signals abhängt. Dagegen wird bei Transistoren meist eine Spannungsteilung der zu komprimierenden NF-Spannung zwischen einem ohmschen Widerstand und einem amplitudenabhängigen Widerstand durchgeführt (siehe dazu auch Band 42 dieser Reihe, *NF-Spezialschaltungen*).
Einen anderen Weg zeigt die Schaltung in Bild 2.4 [6]. Am Ausgang eines 3stufigen Mikrofonvorverstärkers richtet man die verstärkte NF-Spannung gleich (Dioden D1 und D2). Die dadurch entstandene Gleichspannung wird in C1 gesiebt. Ihre Größe ändert sich mit dem Pegel der NF-Spannung; der Widerstand der Diode D3 ist abhängig von dieser Gleichspannung. Da die Diode dem nicht kapazitiv überbrückten

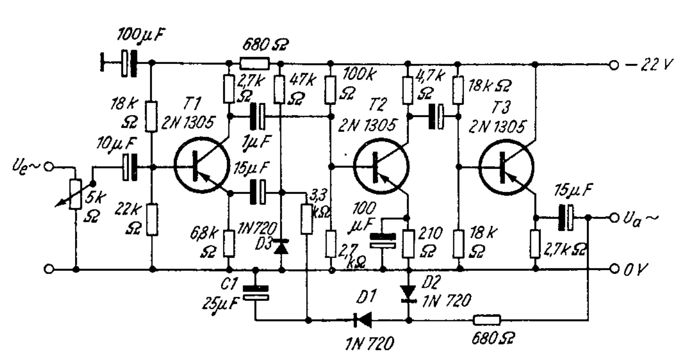


Bild 2.4 Dynamikkompressor mit amplitudenabhängiger Gegenkopplung

Emitterwiderstand des ersten Verstärkertransistors parallelliegt, bewirkt sie eine veränderliche amplitudenabhängige Gegenkopplung: Bei großen Amplituden ist die Verstärkung geringer als bei kleinen Amplituden. Man kann diese amplitudenabhängige Gegenkopplung zu Recht als Dynamikkompression auffassen. Die Bestückung des Regelverstärkers bleibt unkritisch, da die Kennlinien der Transistoren nicht in die Regelcharakteristik eingehen. Für T1 ist lediglich ein Transistor mit großem Stromverstärkungsfaktor zu wählen, damit das Regelverhältnis, d. h. die Dynamikkompression, ebenfalls groß wird. Die in der Originalschaltung verwendeten US-amerikanischen Transistoren vom Typ *2 N 1305* kann man durch unsere *GC 116* · · · *GC 118* austauschen. An Stelle der Dioden *1 N 720* empfiehlt sich unsere Diode *GA 102* (VEB *Werk für Fernseheelektronik*). Eventuell muß man den Basisspannungsteiler leicht verändern, damit die Transistoren in relativ linearen Kennliniengebieten arbeiten.

2.5. Dynamikkompressor mit Dioden-Widerstands-Netzwerk

Ein besonders einfacher Dynamikkompressor läßt sich mit Dioden und ohmschen Widerständen aufbauen. Wie Bild 2.5 zeigt, handelt es sich um ein längst bekanntes Prinzip. Der Reiz der Schaltung liegt darin, daß sie die Werte der Bauelemente — nicht nur das Prinzip — angibt [7]. Für Leser, die die Wirkung der Kompressorschaltung noch nicht kennen, wird sie nachstehend beschrieben.

Ein kleiner Gleichrichter (D1) liefert eine amplitudenabhängige Gleichspannung. Diese Gleichspannung spannt die Diode D2 vor, deren Durchlaßwiderstand somit in Abhängig-

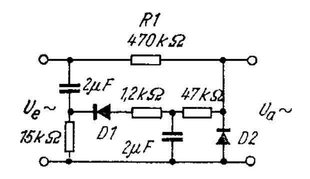


Bild 2.5
Dynamikkompressor mit RC-Netzwerk

keit von der Gleichspannung, diese wiederum in Abhängigkeit von der Sprechwechselspannung, schwankt. Bei großer Sprechwechselspannung bleibt der Durchlaßwiderstand klein, bei kleiner Sprechwechselspannung stellen wir einen großen Durchlaßwiderstand fest. Zwischen R1 und Durchlaßwiderstand findet eine Spannungsteilung statt. Die Teilung ist amplitudenabhängig, d. h. groß bei großen Sprechwechselspannungen, klein bei kleinen Sprechwechselspannungen. Das kommt einer Kompression der Sprechwechselspannung gleich. Der beschriebene Dynamikkompressor muß in Zusammenhang mit einem Verstärker verwendet werden, da er in Folge der Spannungsteilung eine erhebliche Dämpfung der Sprechwechselspannung bewirkt. Nachteilig ist, daß die Begrenzung nur auf einer Halbwelle wirkt. Die beiden Dioden (Typ *1 N 64* in der Originalschaltung) können durch beliebige Halbleiterdioden, etwa *GA 101*, ausgetauscht werden.

2.6. Amplitudenbegrenzer für Tonfrequenzspannung

Bild 2.6 zeigt die Schaltung eines einfachen NF-Amplitudenbegrenzers (Clipper), wie er im Mikrofonverstärker von Amateursendern verwendet wird. Die völlig unkritische Schaltung [8] kann man mit den HWF-Transistoren *GC 117* und *GC 116* (1. und 2. Verstärkerstufe) bestücken. Die Speisespannungsquelle ist bei der Verwendung von pnp-Transistoren selbstverständlich umzupolen. Als Zenerdiode, an Stelle der *1 N 750*, eignet sich der Typ *ZA 250/5*.
Hinter der Clipperdiode befindet sich ein aus zwei 47-nF-Kondensatoren und einer 75-mH-Drossel bestehender Tiefpaß, der alle Frequenzen oberhalb des Sprachfrequenzbereiches (also auch die durch den Clipper entstandenen Oberwellen in diesem Bereich) abschneidet.
Als Kritik an der Schaltung kann man einwenden, daß der Clipper nur die Halbwellen einer Polarität begrenzt, die andere aber ohne Änderung verstärkt. Dieser Mangel läßt sich leicht durch 2 in Reihe geschaltete und gegensinnig gepolte Dioden ausschalten. Mit P1 wird in der Schaltung der Begrenzungspegel, mit P2 die NF-Verstärkung eingestellt.

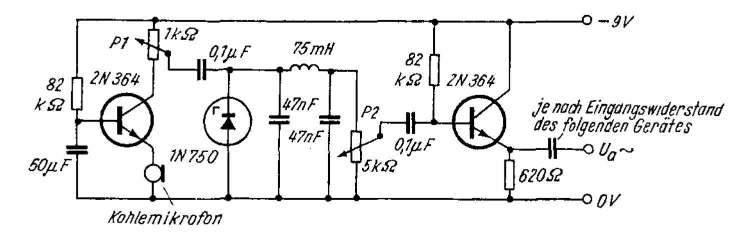


Bild 2.6 NF-Amplitudenbegrenzer

2.7. Einfache eisenlose Endstufe mit Komplementärtransistoren

Mit Komplementärtransistoren (d. h. mit einem Pärchen pnp- und npn-Transistoren, deren Kennlinien und Verlustleistungen gleich sind) lassen sich sehr einfache eisenlose Endstufen aufbauen. In derartigen Endstufen fehlt ein Ausgangsübertrager — daher der Name *eisenlos*. In ihnen sind lineare und nichtlineare Verzerrungen gering.

In Bild 2.7 wird eine derartige äußerst einfache Endstufe aus der sowjetischen Fachpresse dargestellt [9]. In ihr sind Tran-

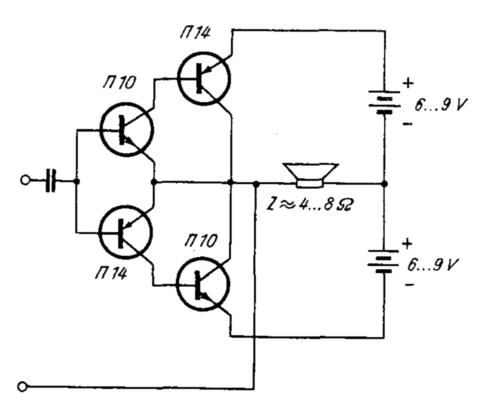


Bild 2.7 Eisenlose Endstufe mit Komplementärtransistoren

sistoren vom Typ *П 10* und *П 14* in Vor- und Endstufe kombiniert. Die maximale Ausgangsleistung der Schaltung beträgt etwa 300 bis 500 mW.
Da unsere Industrie zur Zeit noch keine Germanium-npn-Transistoren herstellt, können in der Schaltung keine HWF-Transistoren zur alleinigen Bestückung verwendet werden. Die npn-Transistoren *101 NU 70 ··· 107 NU 70* und *101 ··· 104 NU 71* produziert *Tesla* (ČSSR). Diese Transistoren können mit unserem HWF-Typ *GC 116* gepaart werden: Die Daten der *Tesla*- und der HWF-Typen gleichen einander.
Leider lagen dem Verfasser keine vollständigen Kennlinien der genannten npn-Transistoren vor, so daß sich nicht einschätzen läßt, inwieweit sie gegenüber dem pnp-Typ als komplementär gelten. Im Prinzip kann jedoch auch in diesem Fall eine eisenlose Endstufe mit Komplementärtransistoren realisiert werden.

2.8. Verstärker für Kohlemikrofone

Kohlemikrofone werden heute in der Elektronik nicht mehr verwendet. Lediglich in dem uns gewohnten Fernsprechapparat verrichten sie zu Millionen Exemplaren auf der ganzen Welt ihren Dienst. Auch für den *newcomer* unter den Funkamateuren, den Neuling, erweisen sich Kohlemikrofone (Fernsprechkapseln) als ideal. Die Vorteile: preiswert, robust und äußerst zuverlässig. An ihre Wiedergabequalität darf man keine übertriebenen Forderungen stellen. Eine Opernübertragung mit Hilfe von Kohlemikrofonen würde heute den Rundfunkhörern kaum noch Freude bereiten. Als Mikrofone zur Übermittlung von Sprechtexten dagegen sind sie wegen der erwähnten Vorzüge vorteilhaft.
Mit Recht werden die bei Kohlemikrofonen erforderliche Batterie und der Mikrofonübertrager als störend empfunden. In Bild 2.8 ist eine Mikrofonverstärkerschaltung aus der sowjetischen Amateurliteratur zu sehen, welche die beiden störenden Bauelemente vermeidet [10]. Der in der Originalschaltung verwendete Transistor *П 13* kann durch den *GC 100* oder jeden anderen NF-Anfangsstufentransistor vom VEB *Halbleiterwerk*

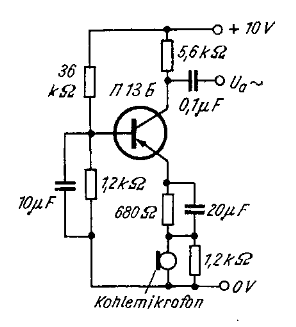


Bild 2.8
Vorverstärker für Kohlemikrofone

Frankfurt (Oder) ersetzt werden. Den Basisspannungsteiler muß man so dimensionieren, daß etwa 1 mA Kollektorstrom fließt.
Der parallel zur Mikrofonkapsel liegende 1,2-kΩ-Widerstand schließt den Gleichstromkreis des Transistors, wenn die Kapsel nicht angeschlossen wird.

2.9. Mikrofonverstärkerstufe mit symmetrischem Eingang

Dynamische Mikrofone sind oft für Belastungswiderstände um 200 Ω ausgelegt. Ihr Anschluß ist symmetrisch. Aus diesem Grund schaltet man in den Eingang von Mikrofonverstärkern einen hochwertigen Übertrager, der sowohl eine Impedanzwandlung als auch den Übergang vom symmetrischen Mikro-

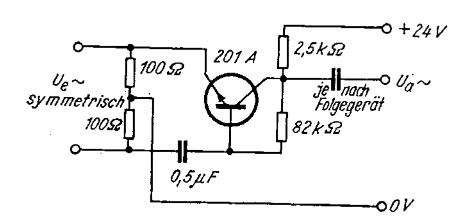


Bild 2.9 Mikrofonverstärkerstufe mit symmetrischem Eingang

fon zum unsymmetrischen Transistoreingang bewirkt. Derartige Übertrager sind sehr brummempfindlich. Dieser Nachteil läßt sich durch einen symmetrischen Anschluß am Transistoreingang vermeiden (Bild 2.9).
Sowohl Basis als auch Emitter des rauscharmen Eingangstransistors — in diesem Falle empfiehlt sich ein *GC 117* — werden angesteuert und die Erdleitung an den Verbindungspunkt der 100-Ω-Widerstände angeschlossen. Bei Verwendung eines pnp-Transistors muß selbstverständlich die Stromquelle umgepolt werden. Die Schaltung eignet sich als 1. Stufe hinter Tauchspulmikrofonen mit 200 Ω Impedanz symmetrisch [11].

2.10. Vorverstärkerstufe

Oft wird eine Vorverstärkerstufe vor einem NF-Gerät benötigt. Sie soll empfindlich und rauscharm sein, muß einen großen Eingangswiderstand aufweisen und einfach aufzubauen sein. Man könnte durch Probieren die günstigsten Werte ermitteln, denn wohl alle Amateure wissen, wie eine solche Schaltung ungefähr aussieht.
Entscheidend einfacher ist es, sich an eine bewährte Schaltung zu halten. Sie ist in Bild 2.10 zu sehen [12].
Der Transistor *OC 604* sollte im Interesse der Rauschfreiheit durch den Typ *GC 118*, besser noch *GC 117* ersetzt werden. Die Originalschaltung hat einen Eingangswiderstand von 1 MΩ und eine Spannungsverstärkung von über 200. Die

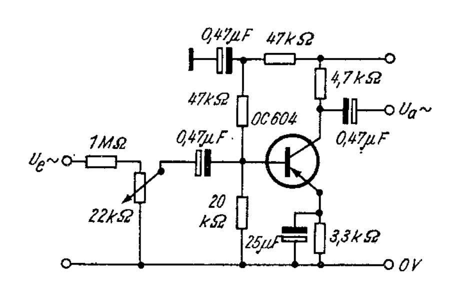


Bild 2.10
Vorverstärkerstufe

Schaltung läßt sich sehr kompakt aufbauen. Die zu verwendenden Bauteile sollten möglichst kleine Abmessungen haben. Durch die Emitterkombination ist die Stufe sehr unempfindlich gegen Temperaturschwankungen.
Am Ausgang der Stufe kann jeder beliebige NF-Verstärker angeschlossen werden, auch z. B. der NF-Teil eines Rundfunkgerätes.

3. Schaltungen aus der Rundfunkempfängertechnik

3.1. HF-Verstärkerstufe in Kaskodeschaltung

HF-Stufen in Kaskodeschaltung gelten bei Elektronenröhren als nicht außergewöhnlich. Bei Transistoren sind sie relativ selten zu finden. Ihre Vorteile:

— weitgehende Rückwirkungsfreiheit zwischen Ein- und Ausgang der Stufe;
— kleine Auswirkung einer veränderlichen Regelspannung auf die Kenndaten des Transistors im Arbeitspunkt.

In Bild 3.1 ist die Schaltung einer transistorisierten HF-Verstärkerstufe in Kaskodeschaltung zu sehen [13]. An die Basis des Transistors T1 gelangt die Eingangsspannung — meist vom Antennenschwingkreis. Der 2. Transistor (T2 in Basisschaltung) koppelt das verstärkte Signal an einem Schwingkreis im Kollektor aus. Die Dimensionierung dieses Schwingkreises richtet sich nach dem zu empfangenden (bzw. zu verstärkenden) Frequenzbereich. Deshalb erübrigen sich

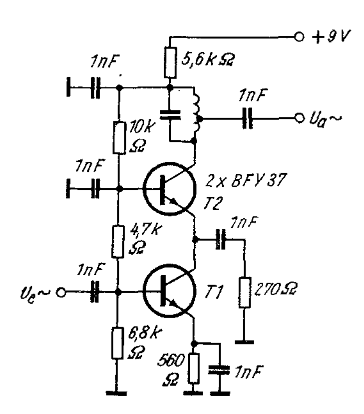


Bild 3.1
HF-Kaskodeverstärkerstufe

nähere Angaben. Die Schaltung ist mit geeigneten Transistoren bis in den UKW-Bereich verwendbar. Das Anzapfungsverhältnis muß man je nach Art der folgenden Stufe (Emitter- oder Basisschaltung) und deren Eingangswiderstand bestimmen. Eine Regelspannung kann man der Basis von T1 zuführen.
Die Originalschaltung ist mit den npn-Transistoren *BFY 37* bestückt, arbeitet aber selbstverständlich genausogut mit dem pnp-Typ. Die tschechoslowakische Amateurzeitschrift *Sdělovací Technika* empfiehlt für den UKW-Bereich den *Tesla*-Typ *GF 501*, der etwa den Transistoren der *GF 140*er Reihe vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) entspricht. Mit den neuentwickelten *SF 131* bis *132* dürfte eine Bestückung der Originalschaltung ohne Änderung möglich sein.

3.2. HF-Verstärkerstufe mit Tunneldiode

Tunneldioden sind für den Amateur noch Mangelware, nicht zuletzt auf Grund ihres hohen Preises. Die Erfahrung lehrt indes, daß Tunneldioden gelegentlich doch in Amateurkreisen meist zu Studienzwecken verwendet werden. Bekannt ist, wie man einen VHF-Oszillator mit einer Tunneldiode aufbaut und auf diese Weise ein *drahtloses Mikrofon* schafft. Für den Aufbau eines solchen Mikrofones muß man sich *immer* eine entsprechende Genehmigung der Deutschen Post einholen. Schwarzsenden wird strafrechtlich verfolgt.
Weniger bekannt sind HF-Verstärkerschaltungen mit Tunneldioden. Sie zeichnen sich durch geringes Rauschen aus. In Bild 3.2 ist eine derartige Schaltung für 29,8 bis 30 MHz (10-m-Amateurband) zu sehen. Durch andere Induktivitäten (L) und Kapazitäten (C) läßt es sich auch für höher frequente Frequenzbereiche verwenden, z. B. für die Fernsehbänder I und III oder für das 2-m-Amateurband.
Die gezeigte Schaltung stammt aus der US-amerikanischen Amateurliteratur [14] und ist ursprünglich für amerikanische Tunneldioden ausgelegt. Sie funktioniert jedoch genausogut mit den Dioden *GE 115 · · · 118* bzw. *GE 123 · · · 126* vom VEB *Werk für Fernseheelektronik*.

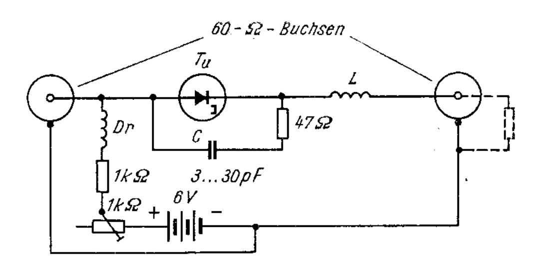


Bild 3.2 HF-Stufen mit Tunneldiode

3.3. UKW-Rundfunk-Tuner

Für Rundfunkgeräte erweist sich ein transistorisierter UKW-Tuner als vorteilhaft. Seine Rauschzahl bleibt bei Verwendung günstiger Transistoren geringer als bei dem mit Röhrenbestückung. Die Erwärmung und die dadurch verursachte Verstimmung sind gering.
Die Schaltung in Bild 3.3 ist in weiten Grenzen unkritisch. An Stelle des *AF 106* von *Siemens* [15] kann ein Transistor der *GF-140*-Reihe vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) benutzt werden. Für die Begrenzerdiode *AA 118* eignet sich jede Germaniumdiode (*GA 100* usw.).
Der Tuner ist durch die Diode sehr übersteuerungsfest, d. h., auch in Nähe des Senders arbeitet er befriedigend.

Die Daten der verwendeten Spulen:

L1	6 Wdg., 0,6-mm-CuLS, mit Mittelabgriff;
L2	4 Wdg., 0,8-mm-Cu, versilbert, mit Mittelabgriff;
L3	4 Wdg., 0,8 mm-Cu, versilbert, Abgriff nach 1 Wdg. vom kalten Ende;
L4, L5	6 Wgd., 0,25-mm-CuLS;
L7	17 Wdg., 0,2-mm-CuLS.

Die Wicklungen L5 und L6 sind auf einem gemeinsamen Spulenkörper (*Stiefelkern*) untergebracht, ihr Abstand beträgt etwa 10 mm. Die Drossel in der Batteriespannungszuleitung

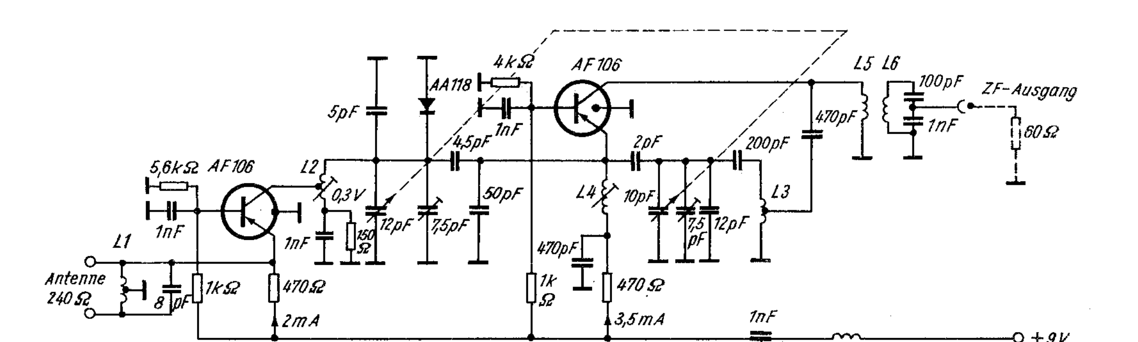


Bild 3.3 UKW-Rundfunk-Tuner

muß etwa 50 μH betragen. Bei Anschluß eines hochohmigen ZF-Verstärkers (röhrenbestückt) kann ein anderes Spannungsteilerverhältnis der beiden in Reihe geschalteten Kondensatoren parallel zu L6 gewählt werden, bzw. die ZF-Spannung wird direkt an L6 abgenommen.
Der Tuner nimmt an 9 V einen Strom von etwa 5,5 mA auf. In gemischtbestückten Geräten können diese 9 V über einen Vorwiderstand aus der Anodenbetriebsspannung gewonnen werden.

3.4. Verhältnisgleichrichter für 10,7 MHz mit Treiberstufe

Im allgemeinen lohnt es sich nicht, den Verhältnisgleichrichter völlig aufzubauen, vielmehr verwendet der versierte Amateur möglichst industriell hergestellte Induktivitäten (*Ratiofilter*). Gerade deshalb wurde der Verhältnisgleichrichter ein „Stiefkind", denn selten sind Angaben über die zweckmäßige Anfertigung des Filters zu finden.
Bild 3.4 gibt die Schaltung eines vollständigen Verhältnisgleichrichters mit der zugehörigen Treiberstufe wieder. An Stelle des Transistors *AF 105* in der Originalschaltung [12] kann der *GF 120* des VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) benutzt werden und für das Diodenpaar 2×*OA 172* verwendet man 2×*GA 109*. Mit einem 3-kΩ-Einstellregler wird die Schaltung nach dem Abgleich auf Symmetrie eingestellt. An Punkt $\pm U_N$ kann eine symmetrische Nachstimmspannung abgenommen werden. Der NF-Ausgang darf laut Originalschaltung mit einem Widerstand von 2,5 kΩ belastet sein.

Die Daten der Spulen

L1 ist die Primärseite des Filters, hat 38 Wdg., 10×0,04-mm-CuLS, nach der 15. Wdg. vom kalten Ende ist die Wicklung angezapft. L2, die Sekundärseite, enthält 2×15 Wdg. (bifilar gewickelt) mit ebenfalls 10×0,04-mm-CuLS. Beide Wicklungen sind mit einem Abstand von 3 mm auf einen Stiefelkern gewickelt.
Das Kernmaterial soll einen Faktor k von etwa 55 haben.

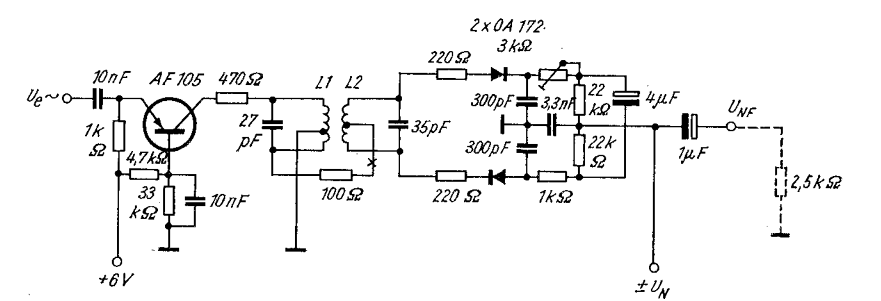


Bild 3.4 10,7-MHz-Verhältnisgleichrichter

3.5. Abstimmanzeige in transistorisierten UKW-FM-Rundfunkgeräten

In transistorisierten Rundfunkgeräten können keine Abstimmanzeigeröhren verwendet werden. Ein empfindliches Meßinstrument wiederum ist kostspielig und wird leicht beschädigt. Mit der Schaltung in Bild 3.5 läßt sich eine einfache Abstimmanzeigevorrichtung aufbauen [15]. Voraussetzung: Ein symmetrischer Verhältnisgleichrichter (*ratio detector*) muß in dem Gerät vorhanden sein, in das die Schaltung eingebaut wird. Bei genauer Abstimmung auf die Trägerfrequenz muß die Spannungsdifferenz an den Punkten A = B = 0 sein. Die beiden Lämpchen in den Kollektorkreisen von T1 und T2 brennen dann gleichmäßig. Bei Verstimmung ist die Helligkeit der Lämpchen unterschiedlich. Mit dem 100-Ω-Regler wird die Schaltung symmetriert, d. h. die Helligkeit beider Lämpchen auf der Sollfrequenz gleich eingestellt. T1 und T2 sind NF-Transistoren (Typ *GC 301*), L_{a1} und L_{a2} Lämpchen (3,8 V/70 mA). Die beiden 10-kΩ-Widerstände von jeweils einem Kollektor zu der Basis des anderen dienen zur Rückkopplung, d. h. steigern die Empfindlichkeit des Gerätes.

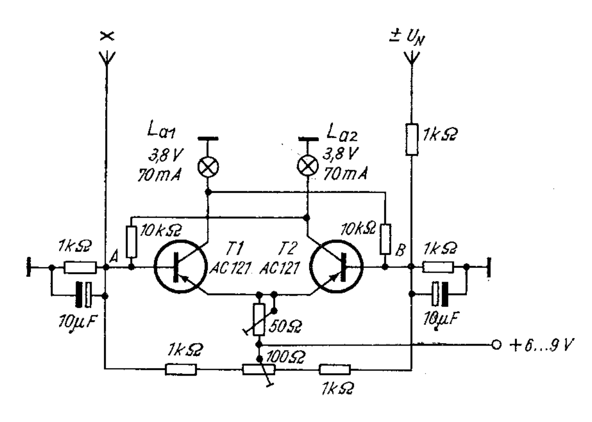


Bild 3.5 Abstimmanzeige in FM-Rundfunkempfängern

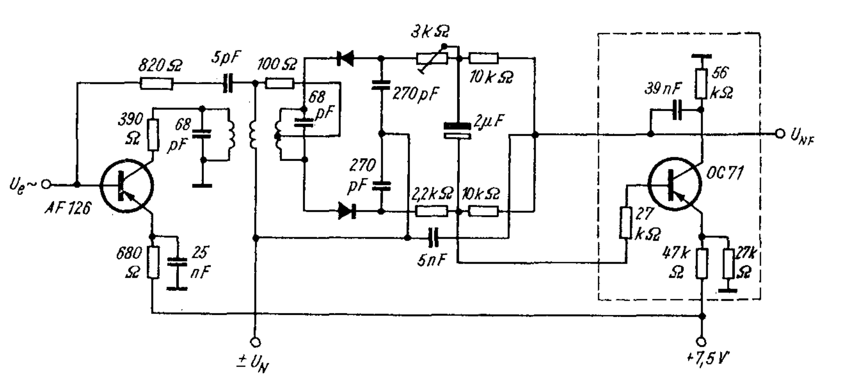


Bild 3.6 Transistorrauschsperre

Die Anlage arbeitet äußerst zuverlässig, ist im Aufbau unkritisch und läßt sich leicht nachträglich in ein geeignetes Rundfunkgerät einbauen.

3.6. Feldstärkeabhängige Rauschunterdrückung bei UKW-FM-Empfang

Obwohl UKW-Empfang im allgemeinen eine hohe Wiedergabequalität sichert, tritt bei Sendern mit geringer Feldstärke am Empfangsort nach der Demodulation ein störendes Rauschen auf. Die in Bild 3.6 gezeigte Schaltung [16] unterdrückt das Rauschen bei schwach einfallenden Sendern. Nachstehend soll ihre Wirkungsweise beschrieben werden.
Ein Transistor *OC 71* — durch jeden beliebigen NF-Anfangsstufentyp vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) zu ersetzen — wird basisseitig von der Richtspannung des Verhältnisgleichrichters angesteuert, d. h., nur bei schwach einfallenden Sendern ist dieser Transistor aufgesteuert. Im Falle des gesperrten Transistors ($\triangleq$ großer Eingangsspannung) liegt der NF-Ausgang des Verhältnisgleichrichters über die Reihenschaltung 39 nF/56 kΩ an Masse, was die Wiedergabe der hohen Frequenzen nicht hörbar beeinflußt. Anders bei schwach einfallenden Sendern und geöffnetem Transistor. Jetzt liegt der 39-nF-Kondensator praktisch mit den beiden parallelgeschalteten Emitterwiderständen (resultierender Widerstand $\approx$ 13,5 kΩ) gegen Masse. Die hohen Tonfrequenzen werden gedämpft. Bei 10 kHz beträgt die Höhenabsenkung etwa 15 dB gegenüber 1 kHz (Angaben von *Graetz* in der Originalschaltung). Besonders für Kraftwagenbetrieb des UKW-Rundfunkgerätes ist diese Schaltung zu empfehlen, da durch sie z. B. kurzzeitige Rauscheinbrüche nahezu unhörbar werden.

3.7. Einfache Dioden-Rauschsperre für FM-Empfang

Einfacher als die in Bild 3.6 gezeigte Schaltung arbeitet die Rauschsperre mit Diode, die in Bild 3.7 wiedergegeben ist [17]. Über R1 fließt ein Vorstrom durch die Diode *OA 150* (ent-

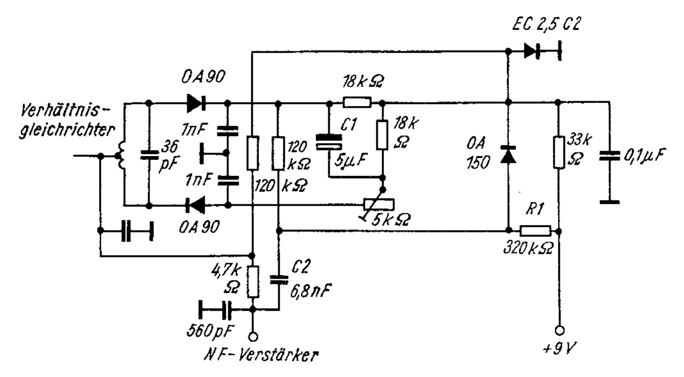


Bild 3.7 Diodenrauschsperre

sprechend etwa *GA 108*), der bei fehlendem oder schwachem Signal am Verhältnisgleichrichter das NF-Signal über C2 kurzschließt. Bei Empfang eines starken Senders entsteht an C1 eine negative Richtspannung, die die Diode sperrt, sobald sie die Vorspannung übersteigt. Der Kurzschluß durch die Diode ist dann aufgehoben. Die NF wird *normal* dem NF-Verstärker zugeleitet.
Die Schaltung des Verhältnisgleichrichters selbst spielt für die Wirkung der Rauschsperre eine untergeordnete Rolle. Die Richtspannung kann je nach Verhältnisgleichrichter verschiedene Werte annehmen. So ist es empfehlenswert, zunächst einen abgleichbaren R1 einzusetzen und seinen optimalen Wert zu ermitteln.
Auch die Stabilisierungsdiode *EC 2,5 C 2* ist für die Rauschsperre bedeutungslos und kann durch einen Kurzschluß ersetzt werden.

3.8. Geregelter AM-FM-ZF-Verstärker

Bild 3.8 gibt einen Auszug aus dem Stromlaufplan des sowjetischen Rundfunkempfängers *Ausma* wieder [18]. Die letzten 3 ZF-Verstärkerstufen sind bei AM-Empfang geregelt.

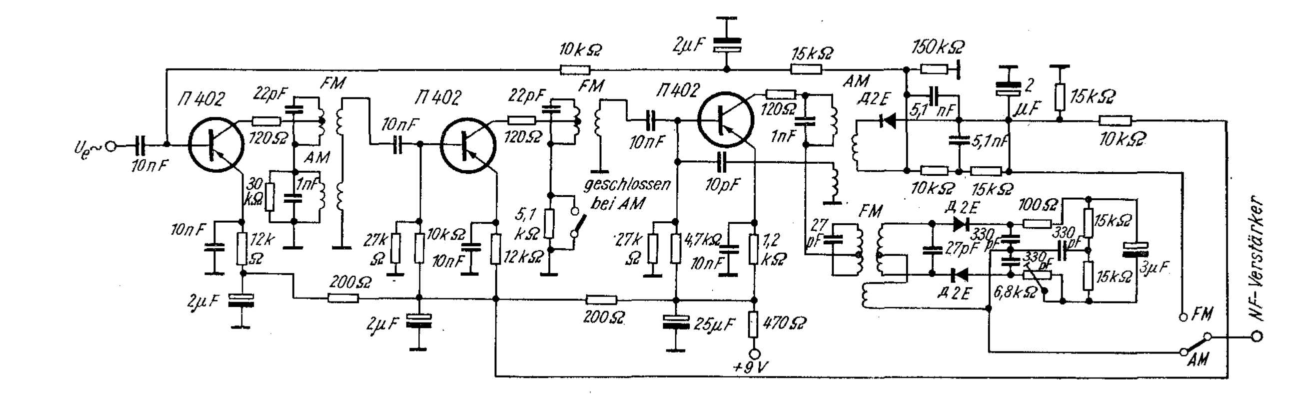


Bild 3.8 AM-ZF-Verstärker (UdSSR)

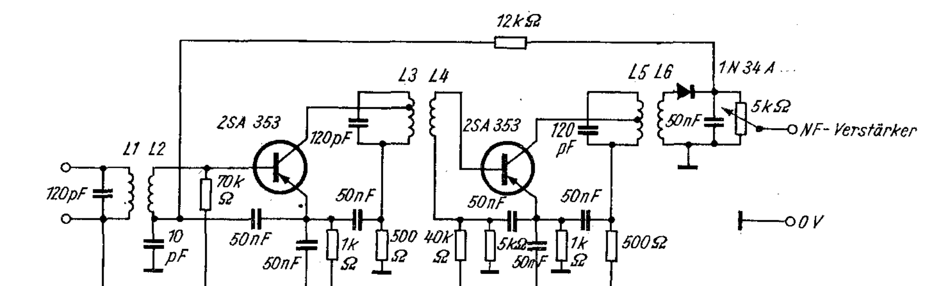


Bild 3.9 AM-ZF-Verstärker (Japan)

Das Erfassen der Regelschaltung erfordert einiges Nachdenken. Sie arbeitet wie folgt:
Die im Demodulatorkreis bei Einfallen eines Senders entstehende Richtspannung wird über Entkoppelglieder der Basis der 1. im Bild gezeigten ZF-Verstärkerstufe zugeführt. Da sie unterschiedlich positiv ist, bewirkt sie eine Verringerung der Transistorsteilheit und damit der Verstärkung. Gleichzeitig wird an die Anode der Demodulatordiode über einen Spannungsteiler (10 kΩ/15 kΩ) eine positive Vorspannung zugeführt. Man vermeidet auf diese Weise stärkere nichtlineare Verzerrungen bei schwachen Sendern (Kennlinienknick der Diode). Die Transistoren *П 402* in der Schaltung entsprechen etwa dem Typ *GF 130*, doch dürften auch Transistoren *GF 121* in Frage kommen. An Stelle der Diode *Д 2 E* kann jeder Universal-Germaniumdiodentyp verwendet werden, wie etwa *GA 100* bis *104*. Die beiden im Verhältnisgleichrichter eingesetzten Dioden müssen vom gleichen Typ sein.
Aus der sowjetischen Originalveröffentlichung können keine bzw. nur unvollständige Angaben über die Spulen entnommen werden. Es handelte sich auch nicht um eine Bauanleitung. Die Spulenwerte haben für die Schaltung nur untergeordnete Bedeutung.

3.9. Geregelter AM-ZF-Verstärker

Der Selbstbau eines Superhetempfängers stellt an den Amateur höhere Anforderungen. Er ist ungleich schwieriger als der Selbstbau eines Geradeaus-„Radios“. Meist fehlen beim Superhet bewährte Dimensionierungsangaben, oder aber sie sind für den Ungeübten zu kompliziert.
In Bild 3.9 wird deshalb eine äußerst einfache ZF-Verstärkerschaltung aus der japanischen Rundfunkempfängerindustrie gezeigt [19]. Die beiden Transistoren *2 SA 353* können etwa gegen die *GF 120* vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) ausgetauscht werden.
Der Diodentyp ist völlig unkritisch (*GA 100* o. ä.). Auch in dieser Schaltung erfolgt die Regelung lediglich über die Basis-

spannung der ersten Verstärkerstufe. Über die Induktivitäten lagen folgende Angaben seitens der Entwicklungsfirma vor:

L1/L2 Windungszahlverhältnis 33,5, Primärimpedanz 300 kΩ, Sekundärimpedanz 3 kΩ;
L3/L4 Windungszahlverhältnis 11,5, Anzapfung bei der Primärspule 1/5 der Windungszahl vom kalten Ende, Primärimpedanz 15 kΩ, Sekundärimpedanz 1,5 kΩ;
L5/L6 Windungszahlverhältnis 10, Anzapfung der Primärspule bei 1/9 vom kalten Ende, Primärimpedanz 10 kΩ, Sekundärimpedanz 5 kΩ.

Die Primärinduktivitäten ergeben sich mit f = 455 kHz nach der *Thomsonschen* Gleichung zu ≈ 1 mH.

3.10. Stereo-Dekoder nach der Pilotträgernorm

Die Anzahl der Rundfunkhörer, die sich in ihrer Freizeit der Stereofonie widmen, nimmt ständig zu. Viele Interessenten finden wir unter den Amateuren, die sich ihre Geräte selbst bauen. Nun gibt es für das Herzstück jeder HF-Stereoanlage, den Dekoder, unzählige Schaltungen. Doch experimentiert ja gerade der Amateur gern mit nicht alltäglichen Lösungen. Die in Bild 3.10 gezeigte US-amerikanische Schaltung von RCA [20] ist ein solcher unkonventioneller Vorschlag.
Das Multiplexsignal gelangt an die Basis eines Transistors *2 N 1524*, an dessen Emitter man das Summensignal, am Kollektor das Diffenzsignal und den Pilotton auskoppelt. Die erste Oberwelle des Pilottons und das Differenzsignal verstärkt nochmals der 3. Transistor. Die entgegengesetzt gepolten Dioden D1 und D2 demodulieren.
Die Informationen A — B und —(A — B) entstehen. Durch Überlagerung mit dem Summensignal A + B ergeben sich die ursprünglichen Informationen A und B, die jeweils in einem Transistor *2 N 408* verstärkt und anschließend ausgekoppelt werden. An R1 (Summensignal) und R2 (Differenzsignal) stellt man die maximalen Übersprechdämpfung ein.
Angaben über die bewickelten Bauelemente lagen in der Originalveröffentlichung nicht vor. Die Induktivitätswerte

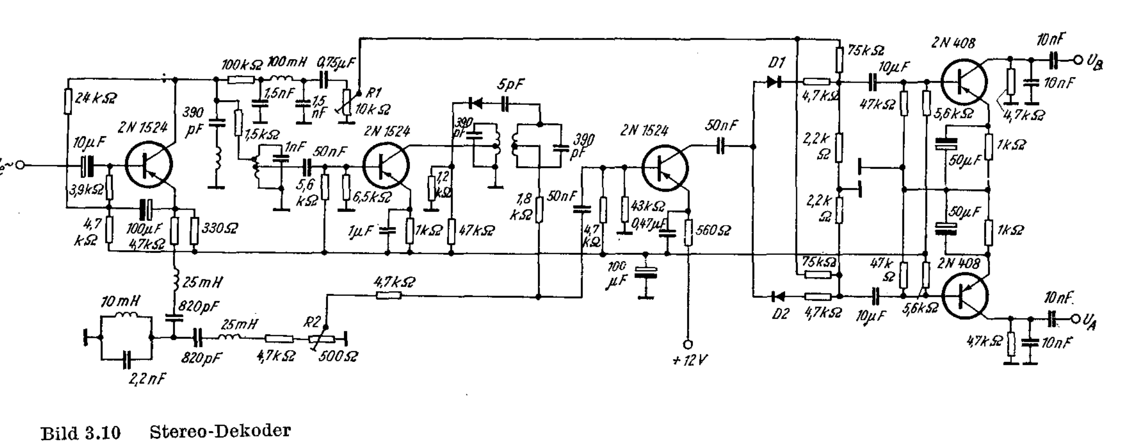


Bild 3.10 Stereo-Dekoder

dürften jedoch einen ausreichenden Anhaltspunkt liefern, zumal die Anzapfungen nicht kritisch sind. Die Schaltung eignet sich, wie eingangs bereits gesagt, zum Experimentieren.

Austausch der US-amerikanischen Halbleiterbauelemente in der Schaltung:

2 N 1542 durch *GF 105* vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder); *2 N 408* durch *GC 121* vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder); die Dioden durch beliebige Universaldioden (*GA 100* o. ä.) vom VEB *Werk für Fernseheelektronik.*

D1 und D2 müssen vom gleichen Typ sein.

4. Schaltungen aus der Fernsehempfängertechnik

4.1. VHF-Antennenverstärker für Fernsehband III

Um die Empfindlichkeit eines Fernsehempfängers zu verbessern, verwendet man Fernsehantennenverstärker. Bedingungen für die Steigerung der Empfindlichkeit:

— die Verwendung eines Verstärkers, dessen Rauschzahl geringer ist als die des Fernsehempfängers;

— die Anordnung des Verstärkers möglichst nahe an der Antenne, d. h. vor der Antennenzuleitung (von der Antenne aus gesehen).

Beide Bedingungen legen die Verwendung von Transistoren im Antennenverstärker nahe.

Bild 4.1 zeigt eine Schaltung für einen Band-III-Antennenverstärker aus der ungarischen Amateurliteratur [21]. Ein Transistor *AF 102* arbeitet in Basisschaltung. Sein Kollektorstrom ist durch den 5-kΩ-Regelwiderstand im Basisspannungsteiler auf 2 mA einzustellen. Der in der Originalschaltung verwendete *AF 102* kann durch einen Mesa-Transistor vom VEB

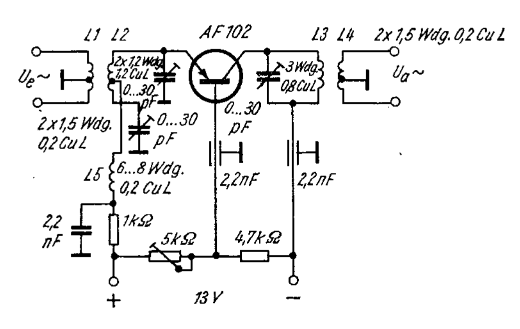


Bild 4.1 Eintakt-VHF-Antennenverstärker

Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) wie etwa durch den Typ *GF 140* o. ä. ersetzt werden (Achtung: Der Kollektor liegt beim *GF 140* am Gehäuse!).

Die Spulen sind freitragend mit CuL-Draht, besser versilbertem Cu-Draht, zu wickeln. Als Hilfswickelkörper dient ein Stiefelkern oder notfalls ein Bleistift. Die Windungszahlen sind in der Schaltung angegeben. Der exakte Wert der Induktivitäten läßt sich durch Zusammendrücken oder Auseinanderziehen der Windungen leicht herstellen.

Ein genauer Abgleich der Schwingkreise ist mit den beiden Trimmern in Emitter- und Kollektorkreis (*Ko 2497* vom VEB *Keramische Werke* Hermsdorf) möglich. Die jeweilige Kopplung der beiden Übertrager in Ein- und Ausgang des Verstärkers wird durch nahe koaxiale Montage der beiden beteiligten Spulen bewirkt. Die Achsen von Ein- und Ausgangsspulen sind gegeneinander um 90° zu verdrehen. Der Abgleich des Verstärkers erfordert etwas Geduld und Fingerspitzengefühl. Er kann mit Hilfe des zu empfangenden Senders und des Fernsehempfängers vorgenommen werden.

4.2. Gegentakt-VHF-Antennenverstärker für Fernsehband III

Die in Bild 4.2 gezeigte Schaltung stammt aus der holländischen Zeitschrift *RADIO ELEKTRONIKA*; sie wurde in der österreichischen *Radioschau* und in der ungarischen *Radiotechnika* ausführlich besprochen.

2 Mesa-Transistoren *AFY 10* arbeiten in Gegentakt-Emitterschaltung. Eine Neutralisation soll sich erübrigen. Spule 1 ist auf einen 10-mm-Spulenkörper gewickelt (1-mm-CuAg-Draht), ebenso Spule 2. Spule 3 stellt eine HF-Drossel mit 8 Windungen auf einem Spulenkörper mit 22 mm Durchmesser dar.

Mit dem Mustergerät [22] wurde eine Verstärkung von 15 dB und eine Rauschzahl von 3 dB erreicht. Der *AFY 10* läßt sich in der Schaltung (Bild 4.2) durch unseren Mesa-Transistor *GF 140* bzw. *GF 146* austauschen.

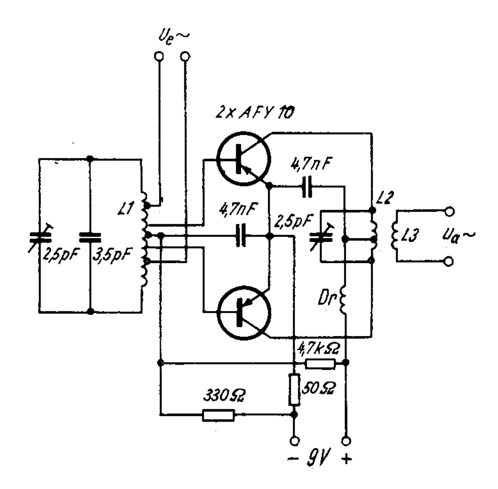


Bild 4.2 Gegentakt-VHF-Antennenverstärker

4.3. Teiltransistorisierter Bild-ZF-Verstärker

Bild 4.3 zeigt die Schaltung der letzten 3 Stufen eines Fernsehempfängers. Nur die 1. Stufe enthält die Regelpentode *EF 85*, da sich die Verstärkung von Elektronenröhren zur Zeit immer noch besser durch eine Gleichspannung regeln läßt als die von Transistoren.

Die Transistoren der Originalschaltung [23] werden wie folgt gegen Produkte vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) ausgetauscht: *AF 114* durch *GF 128 ··· 130*, *AF 118* durch *GF 140 ··· 143*, notfalls durch *GF 131*.

Die Daten der Bandfilterspulen für die Schaltung waren nicht angegeben. Sie lassen sich relativ einfach nach der *Thomsonschen* Gleichung aus den Kapazitäten der Kreise berechnen. Die Resonanzfrequenzen der Kreise sind bei allen 36,4 MHz. Die Kollektorkapazität der *GF 127 ··· 130* und der *GF 140* beträgt etwa 2,8 bis 4,5 pF. Zu dieser Kollektorkapazität ist noch die jeweilige Festkapazität des Schwingkreises und die Schaltkapazität (etwa 5 bis 10 pF) zu addieren, um auf die

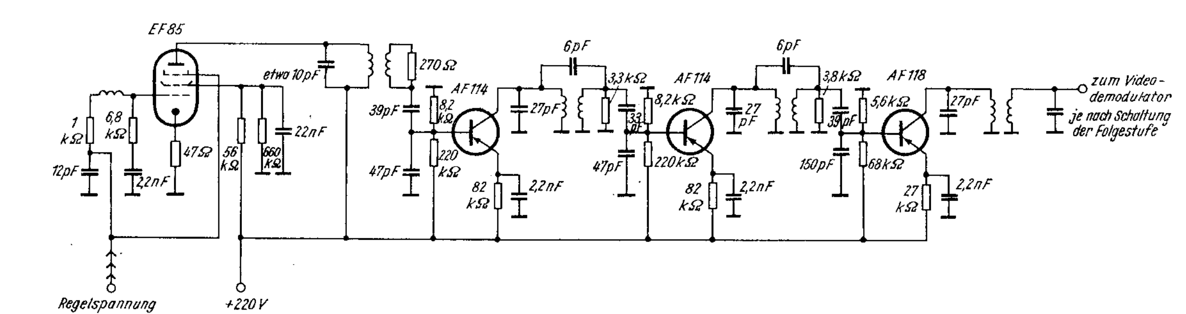


Bild 4.3 Teiltransistorisierter Bild-ZF-Verstärker

gesamte wirksame Schwingkreiskapazität zu kommen. Die beiden Spulen jedes Filters sind bifilar zu wickeln.
Ein Vorteil dieser Schaltung ist, daß sich die Arbeitspunkte der Transistoren automatisch einstellen. Exemplarstreuungen sind unwirksam (große Vorwiderstände bei großer Batteriespannung).
Der beschriebene ZF-Verstärker stellt ein Objekt für den erfahrenen Elektronikamateur dar, der über einige Meßgeräte verfügt. So bleibt das Abgleichen der Schwingkreise im fertigen Verstärker mit einem Meßsender, besser mit einem Selektografen, unerläßlich. Das gilt für jeden selbstgebauten Fernsehempfänger.

4.4. Kaskode-ZF-Verstärker mit Transistoren

Vorteile, auch bei Transistoren, bringt die Kaskodeschaltung. Bei Schaltung eines Transistors in Emitterschaltung, der auf einen zweiten in Basisschaltung arbeitet, werden Rückwirkungen vom Ausgang auf den Eingang der Stufe nahezu vermieden. Diesen Vorteil nutzt man besonders beim Abgleich. Außerdem wirken sich Änderungen der Transistorparameter bei der Verstärkungsregelung nicht auf die Gesamtdurchlaßkurve aus. Bei Kaskodestufen erübrigt sich jegliche Neutralisation.
Bild 4.4 zeigt die Schaltung eines 2stufigen ZF-Verstärkers mit Kaskodestufen [24]. Mit ihr werden 80 dB Verstärkung bei einer Bandbreite von 4,5 ··· 5 HMz erzielt. Die verwendeten Silizium-npn-Transistoren kann man durch *SF 131* bzw. *SF 132* austauschen. Bei Umpolung der Spannungsquellen verwendet man auch pnp-Transistoren, wie etwa ab Typ *GF 128*. Die Diode *BA 130* läßt sich durch eine beliebige Halbleiterdiode ersetzen.
Die maximale *Video*-Ausgangsspannung des beschriebenen Verstärkers beträgt 3 V ohne sichtbare Nichtlinearität.

4.5. Gerät zum Empfang des OIRT-Begleittons

In den Randgebieten unserer Republik, die an die VR Polen oder an die ČSSR grenzen, besteht oft die Möglichkeit, einen

Bild 4.4 Kaskode-ZF-Verstärker

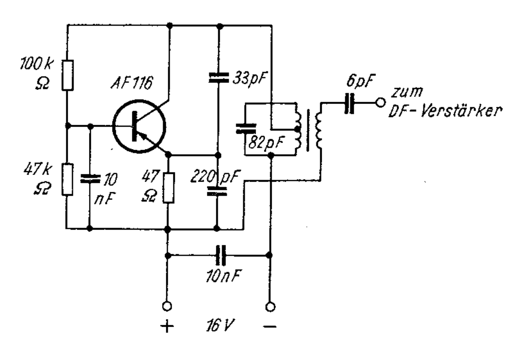


Bild 4.5 Konverter für OIRT-Begleitton

nach der OIRT-Fernsehnorm arbeitenden Fernsehsender des Nachbarlandes zu empfangen. Allerdings beschränkt sich der Empfang auf das Bild — den Begleitton kann man mit unseren nach der CCIR-Norm arbeitenden Fernsehgeräten nicht empfangen. Die Empfehlungen der OIRT schreiben u. a. einen Bild/Ton-Abstand von 6,5 MHz vor (CCIR: 5,5 MHz). Eine einfache Zusatzschaltung zum Empfang des Begleittons von OIRT-Sendern zeigt Bild 4.5 [26]. Ein transistorisierter 1-MHz-Oszillator wird lose an den Eingang des DF-Verstärkers angekoppelt. In diesem entsteht in Folge von Nichtlinearitäten der Röhren- bzw. Transistorkennlinien bei OIRT-Empfang aus den 6,5 MHz wieder 5,5 MHz, ohne daß die Modulation dabei geändert wurde.
Den *AF 116* in der Originalschaltung kann man durch *GF 131* ersetzen. Selbstverständlich sind auch andere HF-Transistoren mit ausreichend hoher Grenzfrequenz brauchbar. Als Spulen dient ein alter Mittelwellenspulensatz. Die Kapazität 82 pF kann in solchen Fällen nur als Richtwert gelten. (Wichtig: Der Oszillator muß auf 1 MHz schwingen!)
Kritisch ist zu bemerken, daß der beschriebene Oszillator ein *Moiré* auf dem Bildschirm verursacht, wenn die Oszillatorspannung versehentlich in den Videoverstärker gelangt. Eine sorgfältige Abschirmung muß gewährleistet sein. Vorteilhafter

dimensioniert man den Oszillator für 12 MHz, denn 12 MHz — 6,5 MHz ergibt ebenfalls wieder 5,5 MHz, die Frequenz also, auf die der DF-Verstärker abgestimmt ist. Die Gefahr eines störenden *Moirés* nimmt mit höheren Frequenzen beträchtlich ab.

4.6. Impulsabtrennstufe

Für transistorisierte oder teiltransistorisierte Fernsehempfänger bietet sich die Schaltung der Impulsabtrennstufe geradezu an. Sie ist sehr einfach: Ein einziger Transistor wird durch die Synchronimpulse (mit positiver Polarität) geöffnet. In seinem Kollektorkreis können der Vertikalsynchronisierimpuls direkt und der Horizontalsynchronisierimpuls über eine Integrierkette entnommen werden. Ein 12-kΩ-Widerstand von +12 V zur Basis kann die Wirksamkeit der Impulsabtrennung unterstützen, ist jedoch nicht unbedingt erforderlich (ausprobieren).
Die Musterschaltung [26] arbeitet mit dem npn-Transistor *SE 1001* (Bild 4.6). Jeder andere NF-Anfangsstufentransistor kann verwendet werden. Zu beachten ist, daß bei einem pnp-Transistor die Spannungsquelle und der vor der Basis liegende Elektrolytkondensator umgepolt werden müssen (der letztere nur, wenn vor dem Elektrolytkondensator eine positive Gleichspannung steht). Außerdem muß beim pnp-Transistor das BAS-Signal am Eingang der Stufe eine negative Polarität haben.

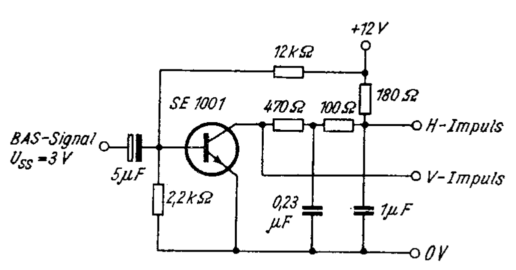


Bild 4.6 Impulsabtrennstufe

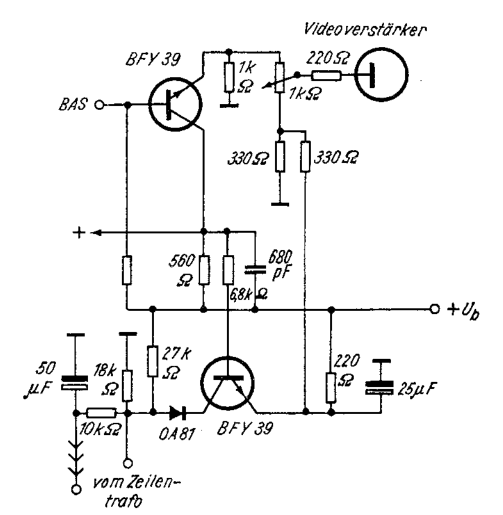


Bild 4.7 Getastete Regelung

4.7. Getastete Regelung

Die Vorteile der getasteten Regelung dürfen als bekannt vorausgesetzt werden. Da nur während der kurzen Synchronimpulse eine Regelspannung gebildet wird, wirken sich impulsförmige Störungen in der übrigen Zeit (d. h. zwischen den Synchronimpulsen) nicht auf die Regelung aus.

In transistorisierten Empfängern ist die getastete Regelung ebenfalls möglich. Bild 4.7 zeigt die Schaltung dafür [27]. Ein npn-Transistor *BFY 39* (in der Schaltung ersetzbar durch *SF 121*) erhält am Kollektor über eine Diode *OA 161* (austauschbar durch *GY 104*) die Zeilenimpulse. Seine Basis ist schwach positiv gegen Masse. In der gezeigten Schaltung wurde ihre Spannung am Kollektorwiderstand der ersten Videoverstärkerstufe abgegriffen.

Der Emitter liegt über einen Widerstand auf positiver Spannung. Überschreitet der Impuls aus dem Zeilentransformator eine gewisse Spannung, so fließt ein Strom durch den Tran-

sistor. Dessen Größe ist von der *Videospannung* bzw. von der Spannung an der Basis der 1. *Videostufe* abhängig. Der Impuls lädt den 50-μF-Kondensator auf, die Spannung steht als Regelspannung für die pnp-Transistoren zur Verfügung. Eine Schwierigkeit für den Nachbau besteht darin, daß zur Funktion der Schaltung sowohl in der Videostufe als auch in der Taststufe npn-Transistoren erforderlich sind.

4.8. Videoverstärker (Tesla)

Die Schaltung des 2stufigen Videoverstärkers in Bild 4.8 ist vollständig mit Transistoren von *Tesla* (ČSSR) bestückt. Die 1. Stufe — ein *OC 170* — arbeitet in Kollektorschaltung und gewährleistet einen großen Eingangswiderstand des Verstärkers. Vor seiner Basis findet man die üblichen Filterglieder zur Unterdrückung der Zwischenfrequenz. Mit dem Emitter der 1. Stufe ist die Basis der *Videoendstufe* galvanisch verbunden. Außerdem wird an dieser Stelle die Differenzfrequenz abgenommen.
Bemerkenswert an der Videoendstufe ist ihre Bestückung mit einem npn-Transistor. Die Kontrastregelung von Hand ge-

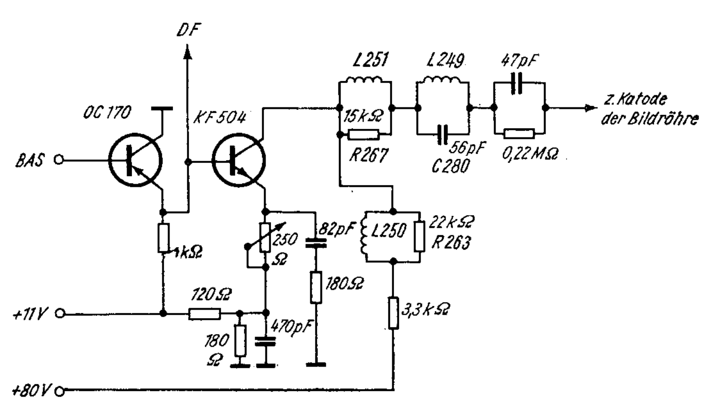


Bild 4.8 Zweistufiger Videoverstärker (*Tesla*)

schieht durch Verändern der Gegenkopplung im Emitterkreis dieser Stufe. Im Kollektorkreis der Videoendstufe sind eine durch R267 gedämpfte Entzerrerdrossel L251 und ein auf die DF abgestimmter Sperrkreis (L249, C280) in der Verbindungsleitung zur Bildröhrenkatode.

In der Leitung vom Kollektor des Videoendstufentransistors zur Spannung +80 V liegen in Reihe eine durch R263 gedämpfte Entzerrerdrossel L250 und der ohmsche Außenwiderstand von 3,3 kΩ.

Zum Austausch der *Tesla*-Transistoren: Der *OC 170* — ein Lizenznachbau von *Valvo* — kann durch *GF 128* bzw. *GF 130* vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) ersetzt werden.

Achtung: Die genannten Austauschtransistoren haben eine maximale Verlustleistung von 30 mW! Der Silizium-npn-Transistor *KF 504* läßt sich näherungsweise durch den *SF 128* vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt/Oder ersetzen [28].

4.9. Videoverstärker (SGS Fairchild)

Bild 4.9 zeigt eine andere Schaltung für einen 2stufigen Videoverstärker [29]. Der Verstärker arbeitet mit 2 npn-Transistoren, ist aber in der Schaltung unproblematischer und einfacher als der in Bild 4.8 gezeigte.

Das vom Videodemodulator kommende BAS-Signal wird der Basis der 1. Verstärkerstufe zugeführt. Mit R3 stellt man die Basisvorspannung ohne Signal so ein, daß am Kollektor des Endstufentransistors 120 V stehen, d. h. ein Strom von etwa 3,5 mA durch diesen Transistor fließt.

Auch in der Schaltung in Bild 4.9 wirkt die 1. Stufe in Kollektorschaltung. An ihrem Emitter werden das DF-Signal und das Synchronsignal abgenommen. Die Kopplung zum Endstufentransistor erfolgt galvanisch. An R7 wird die Verstärkung und damit der Kontrast eingestellt, L1/C7 dient als Sperrkreis für die DF und ist deshalb auf 5,5 MHz abgestimmt.

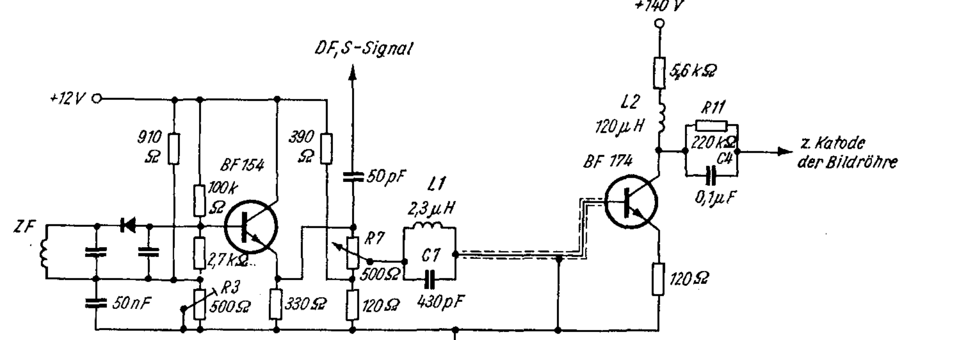


Bild 4.9 2stufiger Videoverstärker (*SGS Fairchild*)

Im Kollektorkreis der Endstufe finden wir eine Entzerrerdrossel zur Anhebung der hohen Videofrequenzen (L2) und, wie heute allgemein üblich, ein RC-Glied zur Strahlstrombegrenzung (R11—C4).

Der Originalverstärker hat eine Verstärkung von maximal 45 bei einer Bandbreite von etwa 5 MHz. Seine maximale Ausgangsspannung erreicht den Spitze-Spitze-Wert von 100 V. Der Ersatz der npn-Transistoren ist auch in diesem Falle schwierig. Vorgeschlagen wird ein *SF 131* (VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt [Oder]) für die Vorstufe und bei Reduzierung von U_{CE} ein *KF 504* (*Tesla*) für die Endstufe. Im Interesse möglichst geringer Parallelkapazitäten erweist sich die Teilung des Verstärkers als günstig; die Vorstufe sitzt in der Nähe des Videodemodulators im Gerät, und die Endstufe muß man unmittelbar auf die Fassung der Bildröhre montieren. Zulässig bleibt eine Kapazität von maximal 20 pF des Verbindungskabels zwischen beiden Stufen.

4.10. Halbwellenheizung bei seriengespeisten Heizfäden

Bei seriengespeisten Heizfäden müssen alle Röhren für den gleichen Heizstrom bemessen sein. In Reihe mit ihnen liegt ein Widerstand, an dem die Differenzspannung von Netzspannung und Summe aller Heizspannungen abfällt. Bleibt diese Summe klein gegenüber der Netzspannung, so wird der Spannungsabfall am Heizwiderstand und damit die in ihm umgesetzte Verlustleistung groß. Die Serienheizung arbeitet unrentabel:

— relativ große Verlustleistung;
— große Wärmeentwicklung.

Diesen Nachteil vermeidet die sogenannte Halbwellenheizung, die ursprünglich für gemischtbestückte Fernsehempfänger entworfen wurde [30], aber genausogut für Rundfunkempfänger oder andere Geräte mit seriengeheizten Röhren verwendet werden kann.

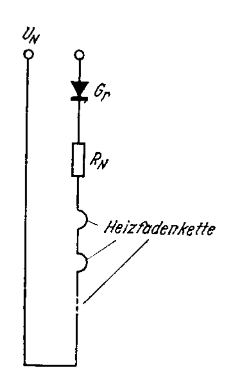


Bild 4.10
Halbwellenheizung seriengespeister Heizfäden

Folgender Gedankengang liegt der Schaltung der Halbwellenheizung (Bild 4.10) zugrunde: Der Heizwiderstand berechnet sich bei bekannter Netzspannung (U_N) mit der Summe der Heizspannungen ($\Sigma\ U_H$) und dem Heizstrom (I_H) zu

$$R_N = \frac{U_N - \Sigma\ U_H}{I_H}.$$

Schaltet man mit der Heizfadenkette zusätzlich einen Halbleitergleichrichter in Reihe, so fließt nur während einer Halbwelle der Wechselspannung aus dem Netz ein Strom. Um wieder die gleiche Leistung in den Röhrenheizfäden zu erhalten, muß der Heizwiderstand nach folgender Beziehung berechnet werden:

$$R_N = \frac{U_N - \Sigma\ U_H}{2 \cdot I_H}.$$

Der Heizwiderstand wurde um die Hälfte kleiner. Bei den gebräuchlichen P-Röhren ist als Gleichrichter der Typ *SY 104* bzw. *SY 124* geeignet.

5. Schaltungen aus der allgemeinen Elektronik

5.1. Spannungswandler zum Betrieb von Leuchtstofflampen

In Kajütbooten und Campinganhängern oder in größeren Zelten findet man elektrische Beleuchtungen, die naturgemäß aus einer Batterie, meist aus einem 6- oder 12-V-Autoakku gespeist werden. Dabei wünscht man gelegentlich, an Stelle der Niedervoltglühlampen Leuchtstoffröhren zu verwenden, ähnlich wie am 220-V-Netz.

Nun gibt es zwar Leuchtstoffröhren für kleine Leistungen (6 bis 8 W), aber sie benötigen alle eine große Betriebsspannung (220 V), die eine chemische Stromquelle mit vertretbaren Abmessungen nicht liefern kann. Deshalb ist der Betrieb von Leuchtstoffröhren an 6 oder 12 V nur über einen Spannungswandler möglich. Den höchsten Wirkungsgrad erreicht man mit transistorisierten *Zerhackern.*

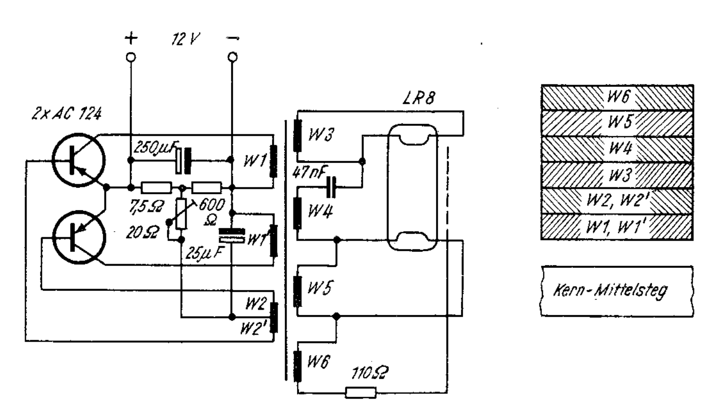


Bild 5.1 Spannungswandler zum Betrieb von Leuchtstofflampen

Bild 5.1 zeigt die Originalschaltung eines derartigen Wandlers nach *Telefunken* [31]. Ursache für die Zündung der Leuchtstoffröhre ist die große Leerlaufsekundärspannung, die sofort nach dem Zünden auf die Größe der Brennspannung zusammenbricht. Die Wicklung W6 ist über einen 110-Ω-Widerstand an Masse gelegt. Das Metallchassis soll höchstens 10 mm von der Leuchtstoffröhre entfernt sein. Unter diesen Umständen ist die Zündung mit Sicherheit gewährleistet.
In der Originalschaltung sind die Transistoren *AC 124* verwendet. Sie lassen sich durch unseren *GC 301* austauschen, wobei ein Typ mit großer Stromverstärkung zu wählen ist.
Folgende Windungszahlen haben die einzelnen Wicklungen, die alle auf eine Spule *E 30* (Ferritkern) zu wickeln sind:

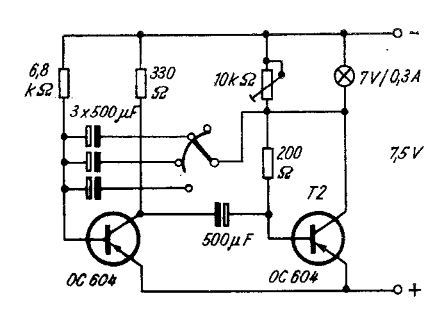
W1, W1′ — 12 (0,2-mm-CuL);
W2, W2′ — 46 (0,33-mm-CuL);
W3, W5 — 55 (0,2-mm-CuL);
W4 — 520 (0,12-mm-CuL);
W6 — 975 (0,08-mm-CuL).

Die Anordnung der Wicklungen geht aus dem Wickelschema in Bild 5.1 hervor. Die Wicklungen W1 und W1′ bzw. W2 und W2′ sind bifilar zu wickeln.

5.2. Blinklichtgeber mit 2 pnp-Transistoren

Das kleine Gerät — siehe Schaltung in Bild 5.2 — ist vorzüglich als Lehr- und Demonstrationsmodell für Anfänger geeignet. Die beiden pnp-Transistoren sind über je ein RC-Glied zurückgekoppelt. Dadurch entstehen langsame Kippschwingungen, deren Frequenz durch wahlweises Zuschalten von 2 Kondensatoren (je 500 μF) verändert werden kann.
Das 10-kΩ-Potentiometer in der Basisvorspannung von T2 (als Regelwiderstand geschaltet) hat ebenfalls Einfluß auf die Frequenz der Kippschwingungen. Man sollte die Verringerung des Widerstandes zum Basiskreis (eindrehen) kleinhalten, um die Belastung des Transistors auf ein Minimum zu senken. Die in der Originalschaltung [32] verwendeten *OC 604* können ohne weitere Änderung gegen einen NF-

Bild 5.2
Blinklichtgeber



Transistor vom *HWF* ausgetauscht werden wie etwa durch *GC 116* oder *GC 121.*

Das 7-V-Lämpchen der Originalschaltung läßt sich zweckmäßig durch einen 6,3-V-Typ ersetzen, dessen Strom 100 bis 200 mA beträgt. Allerdings empfiehlt sich dann die Herabsetzung der Betriebsspannung auf etwa 6 V (4 Monozellen in Reihe).

5.3. Elektronische Lichtschranke

Lichtschranken schließen bzw. öffnen ein oder mehrere Kontakte, wenn der auf ein fotoelektrisches Bauelement fallende Lichtstrahl unterbrochen wird. Anwendung: automatische Türöffner, Einschalten von Rolltreppen beim Betreten, Einbruchsicherungen, Schutzvorrichtungen an Maschinen usw. Eine Abart der Lichtschranke kann bei Unter-

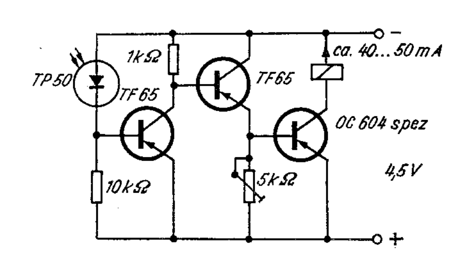


Bild 5.3
Lichtschranke

schreiten einer gewissen Mindestbeleuchtung zum automatischen Einschalten der Parkbeleuchtung von Kraftwagen verwendet werden.
Bild 5.3 zeigt eine einfache Empfängereinrichtung für Lichtschranken. Die Gebereinrichtung besteht aus einer Lichtquelle. Eine Fotodiode bildet mit einem 10-kΩ-Widerstand einen Basisspannungsteiler. Da der Widerstand der Fotodiode von dem auf sie fallenden Licht abhängt, ist auch die Basisspannung eine Funktion der Beleuchtung.
Diese kleine Spannungsänderung wird in 2 weiteren Stufen verstärkt. Im Kollektorkreis des 3. Transistors liegt ein Relais, das folglich betätigt wird, wenn Licht auf die Fotodiode fällt.
Die Fotodiode *TP 50* von *Siemens* in der Originalschaltung [33] kann gegen die *GP 119* ··· *GP 122* (VEB *Werk für Fernsehelektronik)* ausgetauscht werden. An Stelle des 10-kΩ-Widerstandes des Basisspannungsteilers verwendet man zweckmäßig einen verstellbaren 25-kΩ-Regelwiderstand. Man kann damit Schwellwert und Empfindlichkeit der Lichtschranke in bestimmten Grenzen einstellen.
Die Transistoren werden wie folgt ausgetauscht: *TF 65* gegen *GC 116*, *OC 604* spez. gegen *GC 121* mit Kühlfahne. Das Relais soll bei etwa 30 mA anziehen. Der Wicklungswiderstand darf 50 bis 100 Ω betragen. Da der Spannungsabfall an der Relaiswicklung dem Transistor T3 verlorengeht, denn um diesen Spannungsabfall bleibt U_{KE} geringer als die Batteriespannung, kann man die Verlustleistung von T3 durch Messung von U_{CE} und I_K genau ermitteln. Sie darf 165 mW nicht überschreiten.

5.4. Transistorisierter Regler für Gleichstromheizung

In röhrenbestückten Verstärkern mit kleinen Eingangsspannungen war und ist die Heizung der ersten Verstärkerröhre mit Gleichstrom die beste Lösung. Heute ersetzt man die brummempfindliche Elektronenröhre in Verstärkern, soweit möglich, durch einen geeigneten Transistor, bzw. man verwendet volltransistorisierte Verstärker. Das ist jedoch nicht immer möglich, besonders dann nicht, wenn der Eingang des

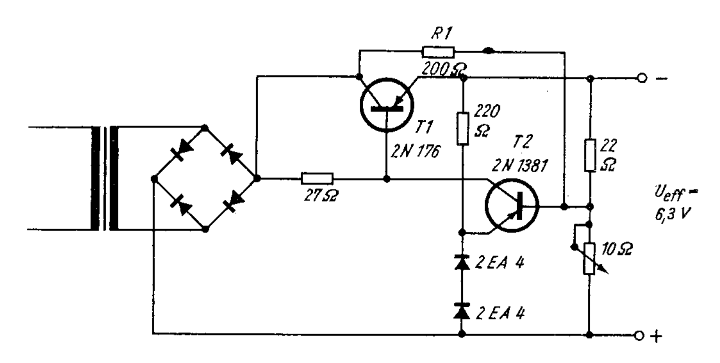


Bild 5.4 Regler für Gleichstromheizung

Verstärkers sehr hochohmig sein soll (hochohmige NF-Röhrenvoltmeter, Elektrometer usw.).
Die Gleichstromheizung ist nicht unproblematisch. Besonders bei direkt geheizten Elektrometerröhren kommt es auf eine sehr genaue Einhaltung der Heizspannung an.
Bild 5.4 zeigt die Schaltung eines transistorisierten Heizspannungsreglers [34]. Er stellt einen Reihenregler [T1] dar, der von einem Verstärker (T2) gesteuert wird. Dieser Verstärkertransistor erhält seine Steuerspannung aus der Differenz eines Teiles der Ausgangsspannung und der Vergleichsspannung an den Dioden. Wegen der geringen Größe dieser Spannung können keine üblichen Zenerdioden verwendet werden.
Empfohlen wird die Verwendung von 2 Dioden *ZA 250/1* an Stelle der in der Originalschaltung verwendeten Diodentypen *2 EA 4*. Die Dioden *ZA 250/1* sind keine eigentlichen Zenerdioden, da sie, wie auch das Schaltbild zeigt, in Durchlaßrichtung arbeiten. Den Verstärkertransistor T2 (*2 N 1381*) kann man durch jeden beliebigen NF-Anfangsstufentransistor austauschen. Für den Regeltransistor T1 empfiehlt sich ein Transistor mit großem maximalem Kollektorstrom, wenn große Heizströme geregelt werden sollen. Ein *GD 150* dürfte allen Erfordernissen entsprechen.

Die Wirkung des Reglers bzw. die mit ihm erzielten Toleranzen der geregelten Ausgangsspannung hängen in starkem Maße vom Wert des R1 ab. In der Musterschaltung wurde er zu 200 Ω gewählt, doch sollte man bei abweichender Bestückung insbesondere seinen optimalen Wert durch Versuche ermitteln.
Am Eingang des Reglers muß eine Gleichspannung von etwa 8 V vorhanden sein. Auf diese Spannung ist der Heizspannungsgleichrichter auszulegen. Mit R1 kann der Sollwert der Heizspannung einmal eingestellt werden.
Zu bemerken ist, daß der beschriebene Regler den Effektivwert (nicht den Spitzenwert) der Gleichspannungsimpulse hinter dem Gleichrichter konstanthält.

5.5. Thermostatregler und -heizer mit Transistoren

Bild 5.5 zeigt eine nicht alltägliche Schaltung mit Transistoren. Sie erfüllt folgende Aufgaben: Bei steigender Temperatur nimmt der Kollektorstrom von T1 zu. Infolge der galvanischen Kopplung wird der Gleichstrom in T2 und T3 kleiner. Im Kollektorkreis von T3 liegt ein 50-Ω-Widerstand, der zur Heizung des Thermostaten dient. Bei größerem Strom, der durch ihn fließt, wird mehr Wärme abgegeben als bei geringerem Strom.
Die Schaltung einschließlich Heizwiderstand bleibt innerhalb des Thermostatengehäuses, in dem sich auch das Bau-

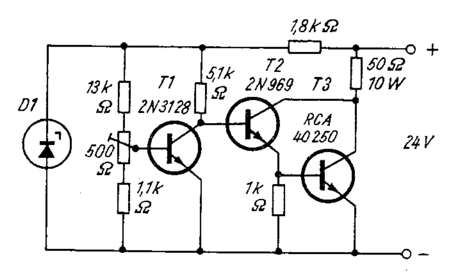


Bild 5.5 Thermostatregler und -heizer

element bzw. die Stufe befindet, deren Temperatur konstantgehalten werden soll. Diese Schaltung vermeidet mechanische Schalter (Bimetallregler, Schaltthermometer).

In der Originalschaltung [35] werden Silizium-npn-Transistoren verwendet. Sie lassen sich jedoch auch gegen Germanium-pnp-Typen vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) austauschen, wobei allerdings die Innentemperatur des Thermostaten nicht über 50 bis 55 °C liegen sollte. Die Kollektorverlustleistungen, besonders von T3, die infolge ihres großen Kollektorstromes thermisch stark belastet sind, müssen diesen hohen Umgebungstemperaturen entsprechen. Spannungsquelle und Diode D1 sind bei Bestückung mit pnp-Transistoren umzupolen!

Folgende Halbleiterbauelemente aus der Produktion unserer Republik sind für die Bestückung vorgeschlagen:

T1 — *GC 100* ··· *GC 123*;
T2 — *GC 100* ··· *GC 123*;
T3 — *GD 170* ··· *GD 180*;
D1 — *ZA 250/11* ··· *ZA 250/12*.

5.6. Elektronische Zündschaltung für Otto-Motoren

Elektronische Zündvorrichtungen für Otto-Motoren sind seit Jahren ein Gesprächsthema für Fachleute und Laien. Zunächst knüpfte man stark übertriebene Erwartungen an derartige Geräte. Man sprach u. a. von 15% Benzineinsparung gegenüber Motoren mit konventioneller Zündanlage. Heute wird der Nutzen dieser Einrichtung viel nüchterner eingeschätzt:

In Anlagen, bei denen die Steuerung der Transistorbasisströme durch Unterbrecherkontakte vorgenommen wird, ist deren Lebensdauer wesentlich größer als bei den gleichen Unterbrecherkontakten in konventionellen Zündanlagen.

Bild 5.6 zeigt eine solche Schaltung [36]. Die verwendeten Transistoren *GD 200* sind nicht immer greifbar. Sie können durch *5 NU 74* (Tesla, ČSSR) oder durch *П 4 Б* (UdSSR) ersetzt werden.

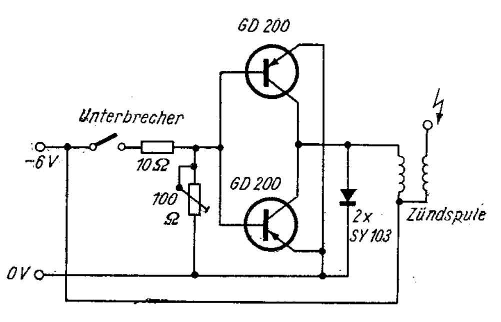


Bild 5.6 Elektronische Zündschaltung

Es empfiehlt sich, die Transistoren auf ein Kühlblech von $100 \times 160\ \mathrm{mm}^2$ (je Transistor) zu montieren. Diese Bleche dürfen vom Motor nicht erwärmt werden, da sonst die maximal zulässige Verlustleistung entsprechend der Erwärmung des Bleches abnimmt.
Die Zündspule der konventionellen Zündanlage ist bei Verwendung in einer Transistorzündanlage folgendermaßen abzuändern: Etwa 15% bei 6-V-Zündspule (8% bei 12-V-Zündspule) sind von den Windungen der Primärwicklung (meist die äußere Wicklung) abzuwickeln.

5.7. Elektronische Temperatursteuerung

Für Klimaanlagen usw. wird ein Gerät benötigt, das bei Solltemperatur-Differenzen ein Relais schaltet. Dieses Gerät muß mehr leisten als der herkömmliche Thermostat (Kühlschrank, Brutschrank usw.). Es soll zwischen den Zuständen *Untertemperatur* und *Übertemperatur* unterscheiden, um Heiz- und Kühlvorrichtungen im richtigen Augenblick ein- und auszuschalten.
Für eine so relativ komplizierte Steueranlage ist der Einsatz der Elektronik sinnvoll. Im folgenden handelt es sich um einen Schaltungsvorschlag von *Siemens* [37]. Eine mit Wechselspannung gespeiste Widerstandsbrücke enthält einen Widerstand mit positivem und einen mit negativem Tempe-

raturkoeffizienten (Widerstand aus Metalldraht und Halbleiterwiderstand). Dadurch entsteht am Brückenausgang eine Wechselspannung, deren Phasenlage von der Richtung der Temperaturabweichung abhängt.
Ein 3stufiger Verstärker verstärkt die Wechselspannung aus der Brücke. Am Verstärkerausgang (Kollektor der 3. Stufe) befinden sich 2 Relais, jedes Relais wird von einer entgegengesetzt gepolten Halbwelle der Netzwechselspannung gespeist. Ein Relais kann nur dann anziehen, wenn die Verstärkerausgangsspannung und die Relaisspeisesspannung in Phase sind. Nur dann addieren sich ihre Amplituden und bewirken innerhalb des Relais eine für den Anzug ausreichende magnetische Feldstärke.
Die in der Originalschaltung verwendeten Bauelemente lassen sich gegen solche unserer Industrie wie folgt austauschen:

ACY 32 gegen *GC 122*;
ASY 70 gegen *GC 122*;
BZY 83/C gegen *ZA 250/18*;
BAY 44 gegen *GY 101*;
BZY 83/D1 gegen *ZA 250/1*;
BZY 83/C11 gegen *ZA 250/11*.

An Stelle des Halbleiterwiderstands *K 11* im Basisspannungsteiler der 1. Stufe kann der Typ *10 k-4* vom VEB *Keramische Werke* Hermsdorf verwendet werden. Für den Halbleiterwiderstand *K 13* in der Brücke ist der Typ *2,2 k-4* geeignet (Hersteller ist ebenfalls VEB *Keramische Werke* Hermsdorf). Für die Relais sollten solche Ersatztypen verwendet werden, die bei höchstens 100 mA anziehen. Es ist jedoch unbedingt zu kontrollieren, ob bei angezogenem Relais die maximal zulässige Verlustleistung des 3. Transistors nicht überschritten wird. Nun noch die Wickeldaten des Netztransformators mit der Kerngröße *M 42*:

n1 — 390 Wdg.(0,2-mm-CuL);
n2 — 390 Wgd.(0,2-mm-CuL);
n3 — 360 Wdg.(0,15-mm-CuL);
n4 — 4300 Wdg.(0,1-mm-CuL).

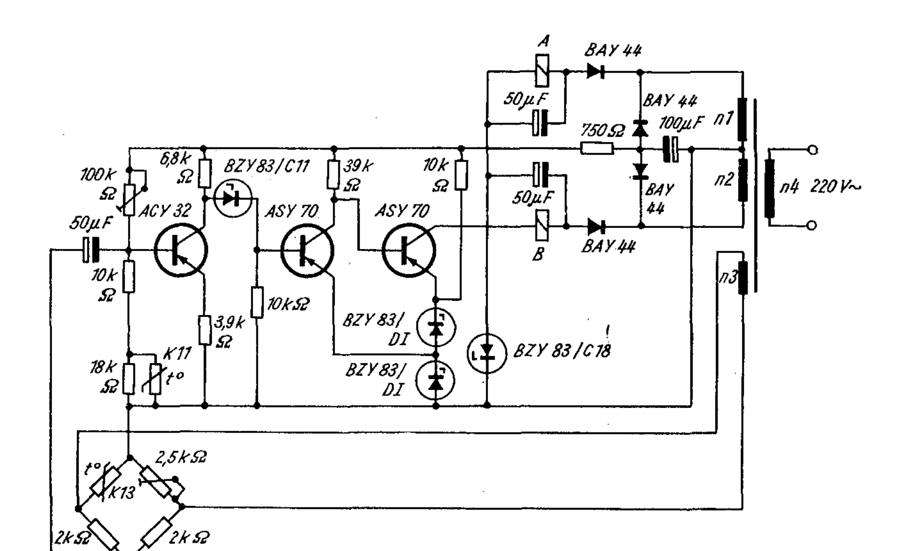


Bild 5.7 Elektronische Temperatursteuerung

Mit der Originalschaltung wurde eine Ansprechgenauigkeit von ± 0,15 °C im Temperaturbereich —10 ··· +50 °C erreicht. Diese Werte dürften beim Nachbau nicht ganz erreicht werden, da die Austauschbauelemente in einigen Punkten etwas abweichende Daten gegenüber denen der Originalbauelemente haben.
Abschließend sei noch bemerkt, daß das beschriebene Gerät hinsichtlich seines Schwierigkeitsgrades nicht unterschätzt werden darf: Es stellt beim Aufbau und beim Abgleich einige Forderungen an den Amateur!

5.8. Elektronische Batteriespannungsüberwachung

In vielen Anlagen dient als Stromquelle eine gepufferte Batterie. Sie soll außer bei Netzausfall ständig geladen bleiben. Im Interesse der Lebensdauer der Batterie muß ihr Ladezustand, d. h. ihre Spannung, öfter überprüft werden, da ein *Überladen* der Batterie schädlich ist.
Bild 5.8 zeigt eine ständige Spannungsüberwachungseinrichtung von *Siemens* [15]. Der Vergleich der Batteriespannung mit einer anderen Spannung (Vergleichsspannung) wird ständig vorgenommen. Übersteigt die Batteriespannung einen Schwellwert, so wird die Zenerdiode im Basiskreis des 1. Tran-

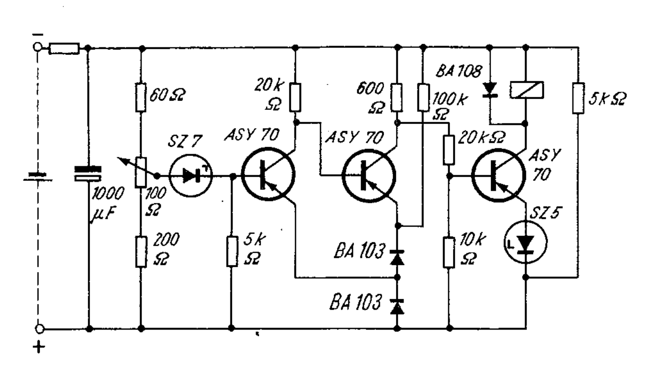


Bild 5.8 Elektronische Batterieüberwachung

sistors durchlässig. Der Verstärker erhält ein Gleichstromsignal, das er verstärkt. Das Relais im Kollektorkreis des 3. Transistors zieht an.

Einige Hinweise zum Austausch bei der Bestückung:

ASY 70 durch *GF 122*, *BA 103* durch *ZA 250/1*, *SZ 7* durch *ZA 250/7*, *SZ 5* durch *ZA 250/5* und *BA 108* durch *GY 111*. Das Relais soll bei etwa 50 mA anziehen. Es ist zu kontrollieren, ob der letzte Transistor dabei nicht überlastet wird.

6. Schaltungen der elektronischen Meßtechnik

6.1. RC-Generator mit Phasendrehgliedern

RC-Phasenschieberoszillatoren sind unbedingt zuverlässig und völlig unkritisch im Aufbau. Nur auf die Stromverstärkung des Transistors muß man achten. Ist diese zu klein, so ist keine Selbsterregung zu erreichen und der Oszillator schwingt nicht an. Da die Dämpfung des RC-Netzwerkes [38] in der Schaltung nach Bild 6.1 ≈ 29 beträgt, sollte die Stromverstärkung der Schaltung (nicht zu verwechseln mit dem Stromverstärkungsfaktor des verwendeten Transistors, der auf alle Fälle größer sein muß) darüber liegen.
Die Schwingfrequenz ist etwas größer als die Grenzfrequenz der RC-Glieder (etwa 800 Hz an Stelle von 650 Hz in der Schaltung). Bei Umdimensionierung auf eine andere Frequenz muß man R möglichst groß wählen (Größenordnung 10 kΩ). Mit dem 200-Ω-Regler im Emitterkreis wird der Schwingungseinsatz (*hart* oder *weich*) und damit die Größe der nichtlinearen Verzerrung eingestellt. Als Transistor eignet sich jeder NF-Anfangsstufentyp wie etwa der Typ *GC 116*.
Bild 6.2 gibt ein weiteres Beispiel für einen derartigen Oszillator, der mit dem *GC 110* oder einem anderen NF-Anfangs-

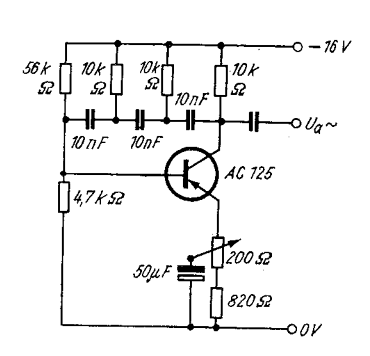


Bild 6.1
RC-Generator mit Phasendrehgliedern

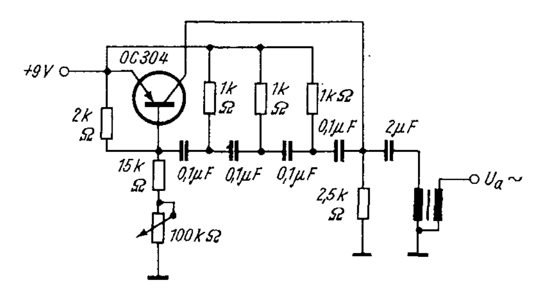


Bild 6.2 Andere Schaltung für den RC-Generator mit Phasendrehgliedern

stufentransistor arbeitet. Hauptsache ist, daß die Spannungsverstärkung des Transistors auch in dieser Schaltung > 29 bleibt. Mit dem 100-kΩ-Widerstand wird die Basisvorspannung so eingestellt, daß der Oszillator sicher anschwingt. Die erregte Frequenz bei den Werten der Schaltung in Bild 6.2 liegt um 1000 Hz. Die gesamte Schaltung ist völlig unkritisch in ihrem Aufbau.

6.2. RC-Oszillator mit einem Transistor und einem Doppel-T-Glied

Oft kommt es vor, daß man in einem Gerät einen NF-Oszillator benötigt. Dabei ergibt sich folgendes Problem: Der bewährte *Wien*-Brückenoszillator erfordert mindestens 2 Transistoren, ein relativ großer Aufwand, der nicht immer gerechtfertigt erscheint. Der Phasendreheroszillator kommt mit 1 Transistor aus. Dieser muß aber eine erhebliche Stromverstärkung aufweisen, denn sonst schwingt der Oszillator nicht.
Bild 6.3 zeigt eine nicht alltägliche Lösung: Der Oszillator benötigt nur 1 Transistor und hat als frequenzbestimmendes Glied ein Doppel-RC-Glied. Die Widerstände sind R1, R2 und R3, die Kondensatoren C1, C2 und C3. Die Stromverstärkung des Transistors muß > 11 sein.
In der Originalschaltung [40] wird ein *ACY 28* verwendet; ein *GC 116* oder ein anderer Germanium-Anfangsstufentransistor

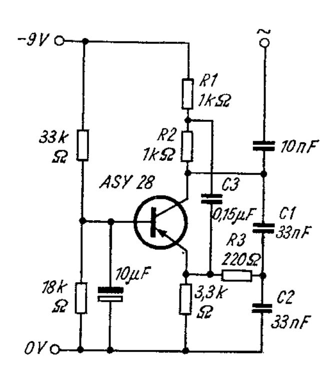


Bild 6.3
RC-Oszillator mit Doppel-T-Glied

kann ihn ersetzen. Der Basisspannungsteiler muß so dimensioniert werden, daß etwa 2 bis 3 mA Kollektorstrom fließen. Die Originalschaltung schwingt auf etwa 4 kHz. Durch Umdimensionieren des etwas unkonventionell ausgeführten Doppel-T-Gliedes läßt sich jede andere Tonfrequenz einstellen. Zu erwähnen ist der relativ große Klirrfaktor der Oszillatorschaltung, der den Anwendungsbereich etwas einschränkt.

6.3. Transistorisierter Rechteckgenerator

In der Literatur findet man viele Schaltungen für Sinusgeneratoren (Phasenschieber- und *Wien*-Brückengeneratoren). Generatoren für Rechteckimpulse wurden in den Veröffentlichungen relativ selten gezeigt. Dabei leisten sie bei der oszillografischen Überprüfung des Frequenzbereiches von aktiven und passiven Vierpolen hervorragende Dienste.
Bild 6.4 zeigt eine einfache Schaltung zur Erzeugung von Rechteckimpulsen [41]. Die in der Originalschaltung verwendeten Transistoren vom Typ *OC 305* (*Intermetall*) lassen sich in der Schaltung durch solche vom Typ *GC 101* austauschen.
Die Schaltung selbst bietet keine Besonderheiten — ein bistabiler Multivibrator. Mit dem 25-kΩ-Regelwiderstand vor der Basis von T1 wird die günstigste Impulsform eingestellt. Der 5-kΩ-Regelwiderstand hinter dem Kollektor von T1 ge-

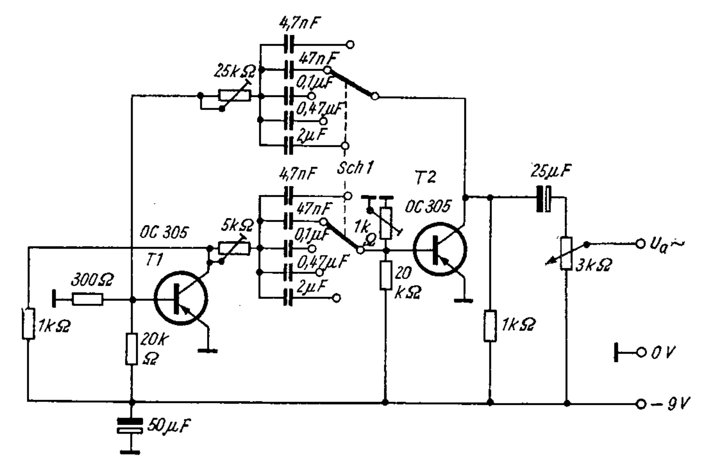


Bild 6.4 Rechteckgenerator

stattet, die Symmetrie der erzeugten Impulse festzulegen. Mit dem 3-kΩ-Potentiometer an den Ausgangsklemmen wird die Ausgangsspannung gewählt. Die Impulsfolgefrequenz stellt man am Schalter Sch1 ein. Die Basisspannungsteiler sind auf sauberste Impulsform abzugleichen.

6.4. *Wien*-Brückengenerator mit großem Frequenzbereich

Die *Wien-Robinson*-Brücke ist ein selektives RC-Netzwerk, das ursprünglich für Tonfrequenzfilter entwickelt wurde (siehe Band 42, NF-Spezialschaltungen für den Amateur, der Reihe *Der praktische Funkamateur*). Man kann diese in der Rückkopplungsleitung eines Verstärkers verwenden. Das Ergebnis ist ein einfacher und zuverlässiger Tongenerator. Auf die Theorie dieser Generatorschaltungen wird nicht eingegangen.

Bild 6.5 zeigt die Schaltung eines transistorisierten *Wien*-Brückengenerators von *Intermetall* [42]. Diese Schaltung ist aus verschiedenen Gründen interessant: Sie überstreicht

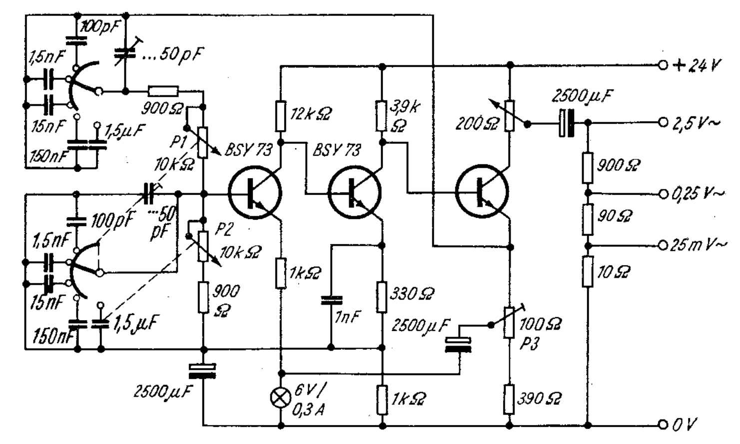


Bild 6.5 *Wien*-Brückengenerator mit großem Frequenzbereich

einen sehr großen Frequenzbereich (10 Hz ··· 1 MHz), sie hat einen geringen Klirrfaktor (0,2 %) und verlangt keinen komplizierten Aufbau. Die Abstimmung in den einzelnen Bereichen wird mit dem Doppelpotentiometer P1/P2 vorgenommen; P3 wird auf beste Kurvenform (kleinsten Klirrfaktor) eingestellt.

Die Aufgabe des Austausches ist, wie in vielen Fällen, auch hier lösbar.

Der *Intermetall*-Transistor *BSY 73* läßt sich von den technischen Daten her in vielen Fällen durch den HWF-Typ *SF 122* bzw. *SF 131* ersetzen. Es ist ein Typ mit möglichst großer Grenzfrequenz zu verwenden, damit man bei den größten Oszillatorfrequenzen noch keine unzulässig große Phasendrehung im Oszillatorverstärker erhält.

Für den Endstufentransistor sollte ein HF-Leistungstransistor eingesetzt werden. Dabei gibt es die folgende Austauschmöglichkeit: entweder durch einen weiteren *SF 122* (*SF 131*) unter Verzicht auf den kleinen Klirrfaktor der Originalschaltung oder durch einen Importtransistor mit möglichst großer Grenzfrequenz f_T. Auch pnp-Transistoren können verwendet werden; das ist dann in allen 3 Stufen erforderlich (galvanische Kopplung).

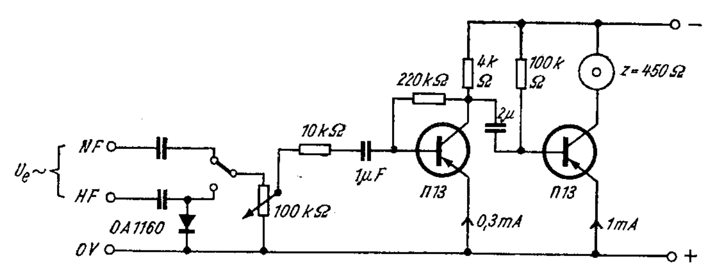


Bild 6.6 Signalverfolger

6.5. Transistorisierter Signalverfolger

Mit einem Signalverfolger kann bei einem defekten Rundfunkgerät durch einfaches Abtasten der *heißen* Punkte in den einzelnen Stufen herausgefunden werden, bis zu welchem Punkt der Schaltung (von der Antenne aus gesehen) das Signal noch gelangt. Der Fehler stellt sich dann schnell heraus.

Die Schaltung (Bild 6.6) ist sehr einfach. Das Signal wird entweder in einer Diode (*OA 1160* in der Originalschaltung, durch jede Ge-Diode unserer Produktion zu ersetzen) demoduliert oder direkt einem 2stufigen Verstärker zugeführt. Es kann hinter der 2. Stufe in einem magnetischen Ohrhörer abgehört werden.

Der Verstärker ist in der Originalschaltung [43] mit 2 sowjetischen Transistoren *П 13* bestückt. Sie sind im vorliegenden Falle ersetzbar durch unseren *GC 100*. Mit dem 100-kΩ-Potentiometer wird die Empfindlichkeit des Signalverfolgers geregelt.

6.6. Transistorisierter Fernseh-Service-Generator

In Bild 6.7 ist die Schaltung eines Fernseh-Service-Generators aus der Fachliteratur der ČSSR zu sehen [44]. Ein Transistor (T1) schwingt auf einer am Trimmer C1 einstellbaren Frequenz (25 · · · 40 MHz) im ZF-Band. Dieser Oszillator wird von dem Multivibrator T2 getastet, d. h., am Ausgang des Generators

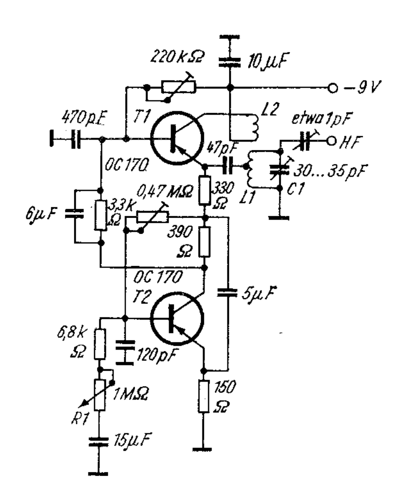


Bild 6.7
TV-Service-Generator

sind HF-Impulse mit der genannten Frequenz verfügbar. Die Impulsfolgefrequenz stellt man an R1 so ein, daß sich Synchronisation mit dem zu untersuchenden Fernsehempfänger ergibt. Die Ausgangsspannung läßt sich in den ZF-Verstärker bzw. am Testpunkt des Tuners in den Fernsehempfänger einkoppeln.
Die Originalschaltung arbeitet mit 2 Transistoren *OC 170* von *Tesla*, die sich durch unsere *GF 128 ··· 130* ersetzen lassen.

Die beiden auf einen Spulenkörper von 5 mm Durchmesser gewickelten Spulen L1 und L2 haben folgende Daten:

L1 — 17 Wdg., 0,25-mm-CuL, Anzapfung bei 4 Wdg., vom kalten Ende aus gesehen;
L2 — 9 Wdg., 0,16-mm-CuL.

Mit je einem Regler im Basisspannungsteiler (Einstellregler) stellt man die optimale Basisvorspannung ein. Auch bei Fehleinstellung ist eine Überlastung der Transistoren nicht zu befürchten. Bei richtiger Einstellung nimmt der kleine Generator an der 9-V-Batterie einen Strom von 2,5 mA auf.

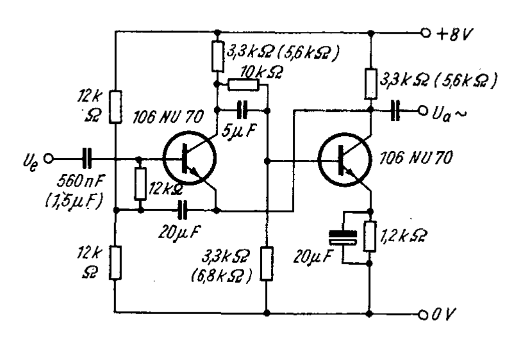


Bild 6.8 Hochohmige Eingangsschaltung

6.7. Hochohmiger Meßverstärkereingang

Aus der tschechoslowakischen Amateurliteratur stammt die in Bild 6.8 gezeigte Schaltung [45]. Sie gewährleistet einen Eingangswiderstand von annähernd 0,5 MΩ. Mit den eingeklammerten Widerstandswerten wird ein Eingangswiderstand von 1,5 MΩ erreicht. Im Prinzip läßt sich die gezeigte Schaltung bis zu Eingangswiderständen von 4 MΩ verwenden. Die Originaleingangsstufe ist mit 2 npn-Transistoren vom Typ *106 NU 70* bestückt. Es lassen sich jedoch ohne weiteres pnp-Transistoren wie etwa *GC 116* bis *118* verwenden. Elektrolytkondensatoren und Stromquelle sind dann umzupolen.
Die hochohmige Eingangsschaltung kann man als Meßverstärkereingang oder z. B. hinter Kristallmikrofonen, Fotozellen usw. verwenden. Bei kleinen Tonfrequenzspannungen empfiehlt sich die Bestückung mit rauscharmen Transistorarten wie etwa *GC 117* oder *GC 118*.

6.8. Einfaches Gleichspannungs-Transistorvoltmeter

Für die Messung von hochohmigen Gleichspannungen, z. B. der Anoden- und Schirmgitterspannungen im RC-Verstärker, sind die üblichen Vielfachmesser oft zu niederohmig. Infolge des Instrumentenwiderstands wäre der Meßfehler zu groß.

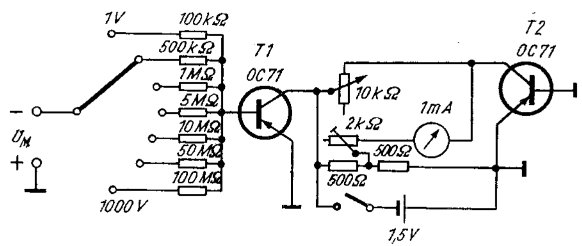


Bild 6.9 Transistorvoltmeter

Hochohmigere Vielfachspannungsmesser sind, falls man sie bekommt, zu teuer. In diesem Falle hilft ein Gleichspannungs-Transistorvoltmeter, das sich mit relativ wenig Aufwand leicht aufbauen läßt. Bild 6.9 zeigt eine Schaltung aus der französischen Fachpresse [46]. Es ist für die Bereiche 1 ··· 1000 V (Vollausschlag) ausgelegt und hat einen Innenwiderstand von 100 kΩ/Volt. Mit dem 10-kΩ-Potentiometer wird der Nullpunkt einmal abgeglichen (Eingangsklemmen kurzschließen) und mit dem 2-kΩ-Potentiometer der Endausschlag beim Anlegen von genau 1 V (bzw. 3 V) eingestellt.
Die beiden Transistoren (*OC 71* in der Originalschaltung) sind durch den Typ *GC 116* austauschbar (Pärchen!). Auch andere NF-Anfangsstufentransistoren können verwendet werden, solange die Kennlinien der beiden Exemplare mit hinreichender Genauigkeit übereinstimmen.
Das Meßinstrument hat 1 mA Vollausschlag. Die Meßgenauigkeit hängt praktisch nur von der Genauigkeit der Widerstände im Basiskreis von T1 ab. Die Stromversorgung des Voltmeters erfolgt aus einer Monozelle, d. h., das Meßinstrument ist genauso handlich wie ein konventioneller Vielfachmesser.

6.9. Transistorisiertes Dip-Meter

Jahrzehntelang war der Griddipper oder das Grid-Dip-Meter das zuverlässige und einfache Meßinstrument vieler Funkamateure. Mit ihm wurde nicht nur die Frequenz bzw. die

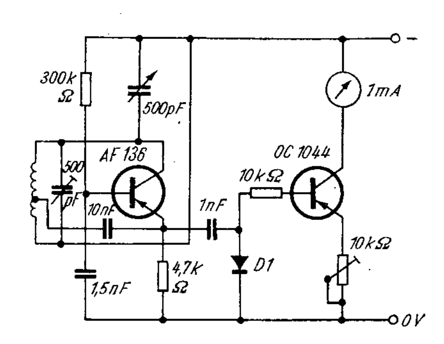


Bild 6.10
Dip-Meter

Resonanzfrequenz eines Schwingkreises festgestellt, sondern auch Induktivitäten und Kapazitäten lassen sich mit ihm nach der Resonanzmethode messen.
Die Wirkung des Griddippers ist folgende: Ein Oszillator schwingt mit einstellbarer Frequenz. Mit seiner Oszillatorspule koppelt man den zu messenden Kreis. Der Oszillator gibt ein Maximum an Energie ab, wenn die Resonanz des unbekannten Kreises der Oszillatorfrequenz entspricht. Angezeigt wird dieses Maximum durch ein Instrument, das ursprünglich im Gitterkreis des röhrenbestückten Oszillators Verwendung fand. Es zeigt bei Resonanz ein charakteristisches Minimum (*dip*).
Heute liegt die Verwendung eines transistorisierten Dip-Meters nahe, wie sie die in Bild 6.10 dargestellte Schaltung aus der ungarischen Amateurliteratur zeigt [47]. Ein Transistor *AF 136* (durch *GF 126* vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt [Oder] zu ersetzen) schwingt als induktiv gekoppelter *Colpitts*-Oszillator auf einem der KW-Amateurbänder. Der exakte Wert der Oszillatorfrequenz ist an dem 500-pF-Drehkondensator einzustellen. Ein geringerer Wert des Drehkondensators würde eine exaktere Frequenzeinstellung ermöglichen.
An den Emitter des Oszillatortransistors ist ein *OC 1044* über einen Gleichrichter angekoppelt. In seinem Kollektorkreis liegt ein 1-mA-Instrument, das den *dip* bei Resonanz anzeigt. Da diese Stufe lediglich Gleichströme verstärken muß,

ist die Verwendung eines HF-Transistors (wie *OC 1044*) in ihr überflüssig. Jeder NF-Transistor, vom *GC 100* ··· *GC 123*, erfüllt in diesem Falle den gleichen Zweck. Für die Diode D1 eignet sich jede Ge-Diode vom VEB *Werk für Fernsehelektronik* (*GA 100* usw.).
Angaben über die Schwingkreise lagen in der Originalschaltung nicht vor. Die Eichung des beschriebenen Gerätes muß mit einem exakten Resonanzmeter, notfalls mit einem exakt anzeigenden Meßsender, vorgenommen werden. Zu jeder Spule ist eine Eichkurve zu zeichnen, die den Zusammenhang zwischen Resonanzfrequenz und Drehkondensatoreinstellung wiedergibt.

6.10. Transistorisierter Spannungs-Frequenzwandler

Von einigen Geräten der Elektronik wird gefordert, daß sie eine Frequenzänderung in eine Spannungsänderung umwandeln. Solche Schaltungen nennt man auch *Diskriminatoren.*
Während die Diskriminatoren zur Demodulation frequenzmodulierter HF-Schwingungen mit Dioden und Schwingkreisen arbeiten und relativ schmalbandig sind, arbeitet die Schaltung nach Bild 6.11 mit 3 Transistoren und ohne Schwingkreis. Dafür ist sie äußerst breitbandig.
In der Stufe T1 findet eine erste und nur schwache Begrenzung der sinusförmigen Eingangsspannung statt. Unterstützt wird diese Begrenzerwirkung von D1. An der Basis von T2 er-

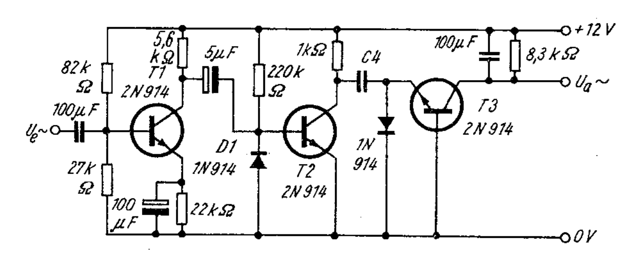


Bild 6.11 Spannungs-Frequenzwandler

scheint bereits eine mäanderförmige Wechselspannung. T3 nimmt die eigentliche Begrenzung vor. Seine Ausgangsspannung beträgt 12 V (Spitze-Spitze).
Der Kondensator C4 wird von der Mäanderspannung entsprechend ihrer Frequenz aufgeladen. Sein Wert richtet sich nach dem Frequenzbereich, der von der Schaltung erfaßt werden soll.

Seine Werte lauten:

f_{max}	—	C 4
100 Hz	—	1 μF
1 kHz	—	0,1 μF
10 kHz	—	10 nF
100 kHz	—	1 nF
1 MHz	—	100 pF usw.

An den Kollektor von T3, der als Frequenzdiskriminator-Gleichspannungsverstärker wirkt, kann ein Gleichspannungsvoltmeter angeschlossen werden. Es zeigt dann direkt die Frequenz der Wechselspannung an, die der Basis von T1 mit einer Spannung von 10 mV bis 5 V zugeführt wird. Die Originalschaltung von *Marconi Instruments* [48] ist mit den Silizium-npn-Transistor *ST 53* oder *2 N 914* und den Dioden *1 S 44* bzw. *1 N 914* bestückt. Man kann jedoch auch pnp-Transistoren verwenden, wobei die Dioden und Elektrolytkondensatoren sowie die Speisespannungsquelle umzupolen sind. Folgende Bestückung wird empfohlen:

T1 ··· T3 — *GF 100* ··· *GF 105*, D1 ··· D2 — *GA 101* oder *GA 102*.

6.11. Gleichstrommeßverstärker

Oft wird ein Gleichstrommeßverstärker benötigt, wenn eine Gleichspannung zu klein ist, um von einem Meßinstrument angezeigt zu werden. Das kann z. B. bei Absorptionswellenmessern, Griddippern usw. notwendig sein. In diesen Fällen bewirkt der Einsatz von Meßverstärkern eine Empfindlichkeitssteigerung des Meßgerätes. Wichtig bei Gleichstrom-

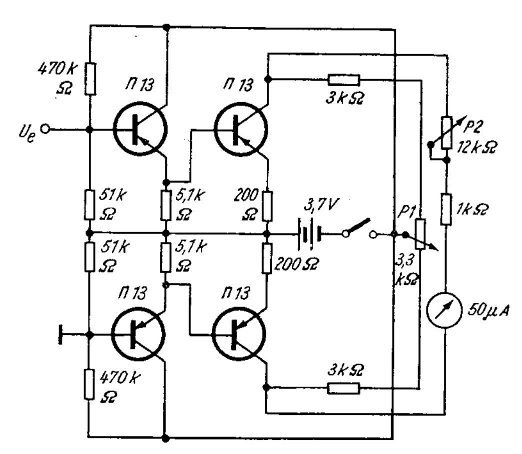


Bild 6.12 Gleichstrommeßverstärker

verstärkern ist die Nullpunktkonstanz. Sie läßt sich mit einer Gegentaktschaltung und mit Speisung chemischer Stromquellen (Batterien) erreichen.

In Bild 6.12 ist eine einfache Schaltung aus der sowjetischen Amateurliteratur [49] zu sehen. 2 jeweils in Gegentakt geschaltete Verstärkerstufen bilden den Verstärker, wobei nur der eine Zweig die Meßspannung verstärkt; der andere dient zur Ruhestromkompensation (Nullpunktkonstanz). Die 1. Stufe ist als Kollektorstufe geschaltet und hat deshalb einen relativ großen Eingangswiderstand. Das Meßinstrument liegt zwischen den Kollektoren der 2. Stufe. Mit P1 wird der Nullpunkt eingestellt. P2 erlaubt gewisse Korrekturen der Empfindlichkeit des Instrumentes.

Die in der Originalschaltung verwendeten Transistoren *П 13* können durch unseren *GC 100* ersetzt werden. Zu empfehlen ist ein möglichst enger thermischer Kontakt (z. B. gemeinsame Kühlschellen für jeweils 2 Gegentakttransistoren), damit sich die Erwärmung gleicherweise auf die Gegentaktschaltung auswirkt (Erhaltung des Instrumentennullpunktes bei Erwärmung).

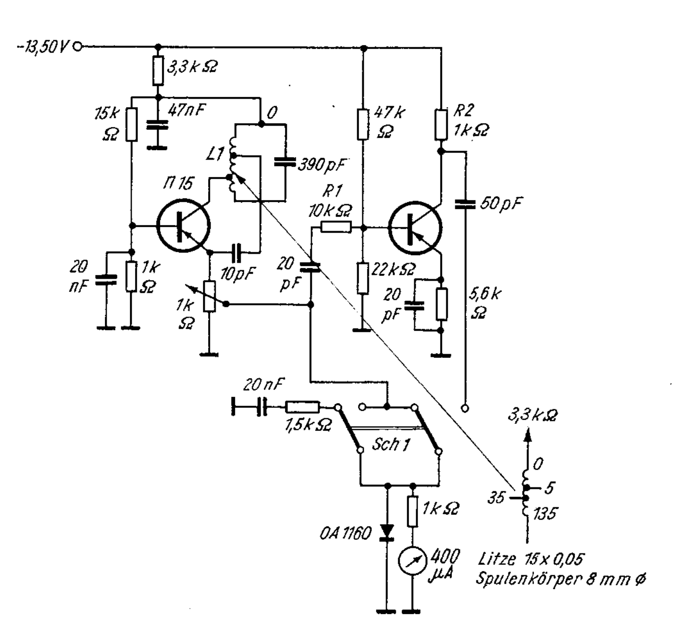


Bild 6.13 HF-β-Meßgerät

6.12. HF-β-Meßgerät

Aus der ungarischen *Radiotechnika* [50] stammt die Schaltung des in Bild 6.13 gezeigten Meßgerätes zur Erfassung der Hochfrequenzstromverstärkung von Transistoren.

Ein *Π 15* (ersetzbar durch unseren *GF 100*) schwingt in einer abgewandelten Dreipunktschaltung auf der Frequenz 470 kHz, die in diesem Falle als *Meßfrequenz* gewählt wurde. Die mit Litze 15×0,05 mm auf einen Spulenkörper von 8 mm Durchmesser gewickelte Spule ist nach der Wickelvorschrift in Bild 6.13 anzufertigen. Es kann aber auch eine andere Meßfrequenz mit entsprechend geänderter Oszillatorspule verwendet werden.

Die Hochfrequenzspannung ist regelbar durch ein 1-kΩ-Potentiometer. Sie läßt sich wahlweise direkt oder hinter dem

zu messenden Transistor ermitteln (Sch 1). Die Anzeige erhält man mit einem 400-μA-Instrument in einer einfachen Wechselspannungs-Voltmeterschaltung. An Stelle der in der Originalschaltung verwendeten Germaniumdiode *OA 1160* kann der Typ *OA 645* bzw. *GA 101* vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) eingesetzt werden. Der Diodentyp ist unkritisch.

Die Daten von L1:

8 mm Durchmesser, Wicklung mit Litze 15×0,05 mm;
beginnend von 0 — 5 Wdg. bis zur 1. Anzapfung;
beginnend von 0 — 35 Wdg. bis zur 2. Anzapfung;
insgesamt 135 Wdg.

Die hochfrequente Stromverstärkung ergibt sich aus der Beziehung

$$\frac{U2 \cdot R1}{U1 \cdot R2};$$

U1 — Eingangsspannung, U2 — Ausgangsspannung, R2 — Kollektorwiderstand (1 kΩ), R1 — Generatorwiderstand (10 kΩ).

Eine Verbesserung der Schaltung wird erzielt, wenn man den 47-kΩ-Festwiderstand des Basisspannungsteilers durch ein Potentiometer (50 kΩ) ersetzt. Man kann den Arbeitspunkt des zu überprüfenden Transistors einstellen. Eine andere Erweiterungsmöglichkeit ergibt sich bei der Umschaltung der Meßfrequenz. Durch verschiedene Meßfrequenzen läßt sich aus dem Verstärkungsabfall bei der größeren Frequenz die Grenzfrequenz des Transistors zumindest größenordnungsmäßig schätzen.

7. Literaturhinweise

[1] Больщов, В.: Схемы предварительных усилигелеи низкои частоты, RADIO **40** (1963) 5, S. 45—49

[2] Kartheuser, E.: *Überschlägige Berechnung einer Transistorstufe,* Funkschau **39** (1967) 11, S. 131 u. 132

[3] Нужбин, В: Милливолтметр на транзисторах, RADIO **40** (1963) 3, S. 50 bis 52

[4] —: *Aktiver Klangeinsteller,* Valvo-Brief (April 1967), Valvo GmbH, Hamburg

[5] —: *Nachrichten und Kurzberichte,* radio und fernsehen **16** (1967) 12, S. 354

[6] Wright, I. C.: *Audio-compression preamplifier,* Electronics World **68** (1964) 5, S. 32, 33 u. 79

[7] —: *Signal-Powered Audio Compressor,* Electronics World **63** (1960) 3, S. 56

[8] Krause, I., u. Wilner, G.: *Speech Clipper for CB Transmitter,* Electronics World **65** (1961) 4, S. 32

[9] Шульин, В.: Усилитель НЧ, RADIO **41** (1964) 6, S. 48

[10] Дольник, А.: Микрофоны для радиолюбительских конструкций, RADIO **39** (1962) 3, S. 40—43

[11] Tewksbury, J. M.: *Transistorized PA System Adjusts to Aircraft Neise,* Electronics **31** (1958) 7, S. 106 u. 107

[12] *Der Transistor,* Bd. I, Telefunken AG, Ulm 1960

[13] —: Novinky v rozhlasových přijmacích, Sdělovací technika **15** (1967) 6, S. 218 u. 219

[14] Soner, D. L.: *Tunnel Diodes Simplified,* Electronics World **65** (1961) 3, S. 44—46

[15] Siemens-Halbleiter, *Schaltbeispiele 1936*; Siemens & Halske AG

[16] Streng, K. K.: *Feldstärkeabhängige Rauschunterdrückung im UKW-Transistor-Koffer,* radio und fernsehen **13** (1964) 13, S. 395

[17] Claassen, U.: *Schaltungsbeschreibung des Yacht-Boy 202,* Grundig Technische Informationen (Juli 1962), S. 395—399

[18] Мазор, Ю.: Радиопреник „Аусма“ ,RADIO **39** (1962) 7, S. 24—27

[19] —: *Quick Reference to Hitachi semiconductors for Entertainement Use,* Hitache Ltd, Tokio 1965

[20] —: *RCA Transistor Manual,* Radio Corporation of Amerika, Semiconductors and Materials Division, Sommervielle N. J., 1962

[21] —: *Tranzisztoros tv-elöerösitö,* Radiotechnika (Budapest) **16** (1966) 6, S. 222

[22] —: *Transistor Antennenverstärker vor Band III*; Radioelektronika **9** (1962) 9, S. 573 — 575

[23] Streng, K. K.: *Neuheiten der westdeutschen Industrie,* radio und fernsehen **12** (1963) 14, S. 446—449

[24] Bingham, D.: *A Two Stage Cascode IF Amplifier for Television Receivers,* Application Report AR 130, SGS Fairchild, September 1965

[25] —: *Empfang ungarischer Fernsehsender in Österreich,* radio und fernsehen **13** (1964) 10, S. 303

[26] Schwartz, S. A.: *Sync Separator Design for TV Receivers,* Application Report AR 67, SGS Fairchild, Mai 1963

[27] —: Technische Informationen für den Fachhandel, *Fernsehempfänger „Lady 911“*; Graetz Vertriebsgesellschaft mbH, Pforzheim

[28] Klika, J.: *Transistorovy televisni prijimac TESLA 4151 AB „CAMPING“*, Sdělovací technika **14** (1966) 10, S. 396—400

[29] Bernardi, G. F., u. Franceschi, R.: *Video Amplifier Using BF 154 and BF 174 Silicon Planar Transistors*, Application Report AR 143, SGS Fairchild, März 1966

[30] —: *Leistungssparende Heizkreise bei Fernsehempfängern*, Funkschau **37** (1965) 1, S. 7

[31] *Halbleiter-Schaltungsbeispiele Nr. 9*, Telefunken AG

[32] —: *Einfache elektronische Blinkschaltung mit Transistoren*, Funktechnik **17** (1962) 1, S. 15

[33] —: *Lichtschranke mit Transistoren*, Funk-Technik **17** (1962) 9, S. 378

[34] Wells, I. D.: *Low-cost adjustable regulator consumes little power*, Electronics **38** (1965) 23, S. 19 u. 110

[35] Greenblatt, S.: *Transistor becomessensor in temperature regulator electronics*, **37** (1964) 28, S. 65

[36] Nagel, K. J.: *Nochmals zum Thema: Transistorzündung für Benzinmotoren*, radio und fernsehen **16** (1967) 13, S. 410—412

[37] Siemens-Halbleiter, *Schaltbeispiele 1965*, Siemens & Halske AG

[38] Valvo *Transistor-Schaltungen*, Valvo GmbH Hamburg, 1963

[39] Siebert, H.: *Wavemeter Class D No. 1*, Funk-Technik **17** (1962) 23, S. 792—794

[40] Hirsch, F.: *Ein interessantes Dia-Schaltgerät*, Funkschau **36** (1964) 13, S. 353

[41] —: *Transistorisierter Rechteckgenerator*, Funk-Technik **18** (1963) 1, S. 19

[42] Keller, H.: *Ein transistorisierter Sinusgenerator für den Frequenzbereich von 10 Hz bis 1 MHz*, Intermetall-Sonderdruck Nr. 25

[43] —: *Alkatrésdatok*, Radiotechnika (Budapest) **7** (1962) 12, S. 426 u. 427

[44] Drozd, J.: *Miniaturi televisu generator*, Sdelovací technika **10** (1962) 6, S. 220 u. 221

[45] Cermak, J.: *Transistorové předzesilovače s velkým vstupním odporem*, Sdelovací technika **15** (1967) 2, S. 45—50

[46] —: *Voltmètre simple à transistors*, Electronique professionelle **36** (1967) Nr. 367, S. 21

[47] —: *Tranzisztoros dip-merö — az amatör haszno müszere*, Radiotechnika (Budapest) **11** (1966) 9, S. 357 u. 358

[48] Waddington, D. E. O'N.: *A simple frequency Voltage converter*, Marconi Instrumentation **10** (1965) 2, S. 63

[49] Левин, А.: Повышение чувствительности волномера, RADIO **43** (1966) 4, S. 22

[50] Lantos, P.: *Nagyfrekvencias β merö*, Radiotechnika (Budapest) **7** (1962) 7, S. 200 u. 202

Lieber Leser,

wir stellen Ihnen auf dieser Seite den Umschlag vor, mit dem ab Januar 1969 die Reihe „Der praktische Funkamateur erscheinen wird.

Deutscher Militärverlag



1.—15. Tausend
Deutscher Militärverlag · Berlin 1968
Lizenz-Nr. 5
Lektor: Bernd Schneiderheinze
Zeichnungen: Erich Böhm
Typografie: Günter Hennersdorf
Vorauskorrektor: Ingeburg Zoschke
Korrektor: Brigitte Horch
Hersteller: Werner Briege
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme, Potsdam
A 625 1,90



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG